ОСНОВЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

ТОМ II

ЧАСТЬ ВТОРАЯ

ОСНОВЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

МАШГИЗ


МАШГИЗ

ОСНОВЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

ТОМ II

Под редакцией доктора технических наук профессора
В. В. СОЛОДОВНИКОВА

*

МАШГИЗ

ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

ЧАСТЬ

2

КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ И ЭЛЕМЕНТЫ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МАШИН

*

ГОСУДАРСТВЕННОЕ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МАШИНОСТРОИТЕЛЬНОЙ ЛИТЕРАТУРЫ
Москва 1959

АВТОРЫ 2-ой ЧАСТИ

В. П. Алекперов, инж. (гл. XVI, § 4); *И. О. Атовмян*, инж. (гл. XXII, XXIII, XXIV); *В. И. Зуев*, инж. (гл.XXII, XXIII, XXIV); *Е. С. Кавун*, канд. техн. наук (гл. XV, § 5); *Б. Я. Коган*, канд. техн. наук (гл. XVIII); *П. Н. Копай-Гора*, канд. техн. наук (гл. XV, § 1); *А. А. Кулаков*, инж. (гл. XXII, XXIII, XXIV); *А. Н. Лебедев*, канд. техн. наук (гл. XX, XXI, § 1—11); *А. А. Папернов*, д-р техн. наук (гл. XV, § 4; гл. XXI, § 13); *Д С. Пельпор*, д-р. техн. наук (гл. XV, § 2); *В. Н. Плотников*, канд. техн. наук (гл. XV, § 3; гл. XVI, § 1); *Ю. Е. Рузский*, канд. техн. наук (гл. XIX); *В. В. Солодовников*, д-р техн. наук (гл. XVI, § 3); *Ю. И. Топчеев*, канд. техн. наук (гл. XVI, § 2); *Г. М. Уланов*, канд. техн. наук (гл. XIX), *Л. С. Шрамко*, канд. техн. наук (гл. XV, § 5; гл. XVII).

РЕЦЕНЗЕНТЫ

С. О. Доброгурский, д-р техн. наук; *В. А. Казаков*, канд. техн. наук; *В. В. Петров*, канд. техн. наук; *Г. А. Хавкин*, инж.

НАУЧНЫЕ РЕДАКТОРЫ:

И. М. Витенберг, канд. техн. наук; *А. И. Молдавер*, канд. техн. наук; *Я. А. Хетагуров*, канд. техн. наук.

Редакция литературы по машиностроению и приборостроению

Зав. редакцией инж. Н. В. ПОКРОВСКИЙ

ОГЛАВЛЕНИЕ

РАЗДЕЛ VI

ЭЛЕМЕНТЫ И НЕКОТОРЫЕ УЗЛЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МАШИН ДИСКРЕТНОГО ДЕЙСТВИЯ

ВВЕДЕНИЕ

Корректирующие элементы, по существу, представляют собой обычно вычислительные устройства, вводимые как элементы в состав автоматических регуляторов и следящих систем, для придания им требуемых динамических свойств.

В различных отраслях науки и техники вычислительные устройства широко применяются для исследования, выбора параметров, расчета и проектирования систем автоматического регулирования.

Кроме того, все большее значение начинают приобретать управляющие вычислительные машины.

Следовательно, изложение основ автоматического регулирования немыслимо без рассмотрения важнейших положений вычислительной техники.

Вычислительные операции в системах автоматического регулирования, как правило, выполняются с невысокой точностью. Это обусловлено самим принципом действия таких систем. Они могут воспроизводить выходную величину с высокой динамической точностью и в то же время к точности задания характеристик объекта регулирования и регулирующих устройств высоких требований не предъявляется. Исключение составляют элементы сравнения, которые должны измерять разность между входной и выходной величинами системы автоматического регулирования с точностью, не меньшей, чем точность, с которой мы желаем воспроизводить входную величину на выходе системы.

Значительно более высокая точность требуется от устройств, предназначенных для моделирования автоматических регуляторов и следящих систем. В моделях, имитирующих отдельные блоки автоматических регуляторов, автоматические регуляторы, а также системы автоматического регулирования в целом — желательно возможно точнее воспроизводить дифференциальные уравнения и реальные нелинейности, свойственные автоматическим регуляторам и т. д.

Еще более высокие требования предъявляются к точности элементов сложных вычислительных машин, применяемых в системах автоматического управления.

Вычислительные устройства подразделяются на устройства непрерывного и дискретного действия. Элементы вычислительных устройств непрерывного действия можно, в свою очередь, подразделить на линейные и нелинейные. К линейным относятся суммирующие, дифференцирующие и интегрирующие элементы, а к нелинейным — множительные, делительные и функциональные элементы.

Описанию корректирующих и вычислительных элементов и посвящена настоящая книга.

РАЗДЕЛ IV

ЛИНЕЙНЫЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ И КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ НЕПРЕРЫВНОГО ДЕЙСТВИЯ

В настоящем разделе рассматриваются линейные вычислительные устройства непрерывного действия.

В главе XV вкратце рассмотрены некоторые механические и электромеханические элементы.

Главы XVI и XVII посвящены электрическим пассивным корректирующим элементам постоянного и переменного тока.

В главе XVIII рассматриваются электронные активные вычислительные элементы, т. е. элементы с электронными лампами, особенно широко применяемые в электронных моделирующих установках.

Наконец, в главе XIX рассмотрены гидравлические и пневматические корректирующие элементы.

ГЛАВА XV

МЕХАНИЧЕСКИЕ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Предшественниками электронных вычислительных элементов были механические и электромеханические элементы. Вычислительная техника значительно старше электроники. Первые вычислительные машины, как правило, были основаны на механическом, а позднее на электромеханическом принципе действия. Только в последнее время более простые, гибкие и дешевые электронные схемы вычислительных устройств и элементов начали вытеснять механические и электромеханические схемы. Несмотря на это, механические и электромеханические вычислительные элементы благодаря надежности в работе, компактности и высокой точности еще и сейчас широко используются в устройствах автоматического регулирования. Так, например, наряду с электронными машинами и электромоделями эксплуатируются машины для интегрирования дифференциальных уравнений (дифференциальные анализаторы), основанные на электромеханическом принципе действия. Механические и электромеханические элементы более целесообразно применять в тех случаях, когда входные величины заданы в виде углов поворотов или линейных перемещений, а объем вычислений невелик и они могут быть выполнены простейшими средствами.

Применяя простые механические элементы, например грибковые интеграторы, дифференциалы и т. д., можно образовывать гибкие обратные связи в системах автоматического регулирования, а также решать сложные математические зависимости.

Механические и электромеханические вычислительные элементы могут успешно использоваться при исследованиях различных процессов, а также для работы совместно с системами автоматического регулирования.

1. МЕХАНИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Суммирующие механические элементы. В качестве суммирующих механических устройств наиболее часто применяются конические, цилиндрические, винтовые и ленточные дифференциалы.

Обычный конический дифференциал (фиг. XV. 1) состоит из двух солнечных колес *1*, *2*, двух планетарных колес *3*, *4*

и водила 5. На концах вертикальной оси водила свободно вращаются конические планетарные, а на горизонтальной оси — конические солнечные зубчатые колеса. Планетарные и солнечные колеса в собранном дифференциале входят в зацепление. При неподвижном водиле передаточное число между планетарными колесами равно —1.

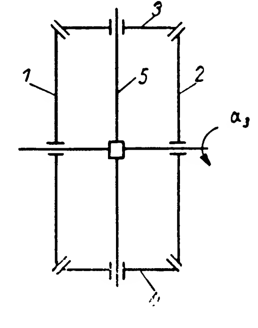
Из кинематики дифференциала (формула Виллиса) следует

$$\frac{\omega_2 - \omega_5}{\omega_1 - \omega_5} = \frac{d\alpha_2 - d\alpha_5}{d\alpha_1 - d\alpha_5} = i_{12}^{*}, \qquad \text{(XV. 1)}$$

где ω_1, ω_2 и α_1, α_2 — угловые скорости и углы поворота солнечных колес *1* и *2*;

ω_5 и α_5 — угловая скорость и угол поворота водила;

i_{12} — передаточное число между солнечными колесами *1* и *2* при неподвижном водиле.



Фиг. XV. 1. Кинематическая схема конического дифференциала.

Если $i_{12} = -1$, т. е., если число зубьев $z_1 = z_2$, то

$$2d\alpha_5 = d\alpha_2 - d\alpha_1$$

или

$$\alpha_5 = \frac{1}{2}(\alpha_2 + \alpha_1) + c, \qquad \text{(XV. 2)}$$

где c — произвольная постоянная, определяющая начальное положение колес (при соответствующем выборе начала отсчета эта постоянная может быть равна нулю).

Выражение (XV. 2) показывает, что, если задавать входные величины в виде углов поворота солнечных колес, то сумму этих величин можно получить в виде угла поворота водила. Операцию вычитания на дифференциале можно выполнять в том случае, если солнечные колеса вращаются в разные стороны. При этом

$$\alpha_5 = \frac{1}{2}\alpha_2 + \frac{1}{2}(-\alpha_1) = \frac{1}{2}(\alpha_2 - \alpha_1).$$

Для того чтобы дифференциал работал нормально, необходимо, чтобы движение происходило в определенном направлении, т. е. энергия должна передаваться от ведущих звеньев (солнечных колес) к ведомому (водилу).

Для этого необходимо, чтобы

$$M_1 = M_2 \geqslant \frac{M_5}{\eta}, \qquad \text{(XV. 3)}$$

где M_1, M_2 и M_5 — движущие моменты солнечных колес и водила;

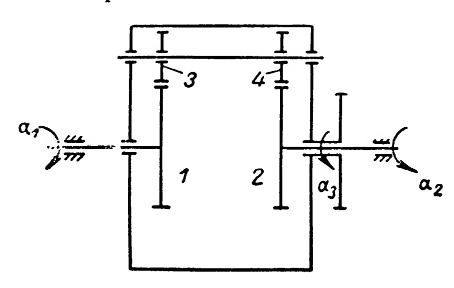
η — к. п. д. дифференциала для случая, когда энергия передается от звеньев *1* или *2* к звену *5*.

---

* Формула (XV. 1) может быть легко получена, если сообщить всему механизму скорость $-\omega_5$, т. е. остановить водило.

Эти условия выполняются, если на ведущих звеньях применены самотормозящие передачи.

У цилиндрического дифференциала (фиг. XV.2) конические зубчатые колеса заменены цилиндрическими, а функции водила выполняет корпус дифференциала. Передаточное число между планетарными колесами *1* и *2* в такой схеме может быть принято отличным от — 1 и равным a; это достигается путем изменения числа зубьев колес *2* и *4* или *3* и *1*. Поэтому соотношение между углами поворота валов дифференциала записывается следующим образом:

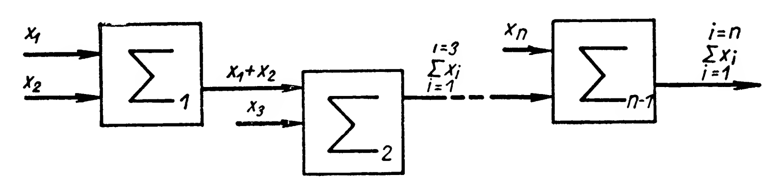


Фиг. XV. 2. Кинематическая схема цилиндрического дифференциала.

$$\alpha_5 = \frac{a}{a-1}\alpha_2 + \frac{1}{a-1}\alpha_1 \quad \text{(XV. 4)}$$

Это свойство цилиндрического дифференциала дает возможность суммировать слагаемые в разных масштабах, что иногда весьма важно. При этом слагаемые могут изменяться в неограниченных диапазонах, что обеспечивает высокую точность суммирования. В большинстве случаев для суммирования применяются зубчатые дифференциалы.

К недостаткам дифференциалов следует отнести сложность их изготовления, износ во времени, а также невозможность отработки



Фиг. XV. 3. Схема включения дифференциалов для суммирования.

на одном устройстве более двух слагаемых. Например, для суммирования n слагаемых приходится применять n — 1 дифференциалов, включенных по схеме, показанной на фиг. XV. 3. Вследствие наличия люфтов в дифференциалах возникают погрешности, которые особенно сказываются при малых углах поворота ведущих валов и, в частности, если меняется направление вращения.

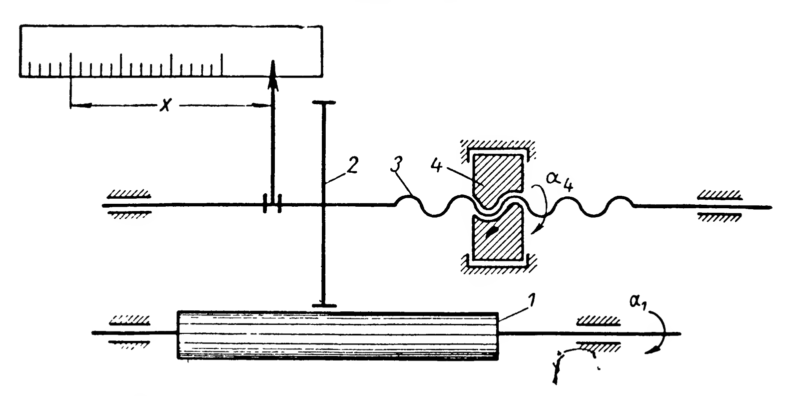
Винтовой дифференциал (фиг. XV. 4) состоит из винта *3*, на оси которого насажено зубчатое колесо *2*. Винт вместе с колесом может вращаться вокруг своей оси, поэтому, когда гайка *4* неподвижна, зубчатое колесо *2* может перемещаться. Гайка *4* может вращаться вокруг неподвижной оси винта, что также обусловливает перемещение винта с зубчатым колесом *2* в горизонтальном направлении. В рассматриваемой схеме одно слагаемое α_1 задается в виде угла пово-

рота трибки *1*, а второе α_4 — в виде угла поворота гайки *4*. Координата x винта находится в следующей зависимости от угла поворота:

$$x = \frac{h}{2\pi}(\alpha_4 + i_{12}\alpha_1) + c, \qquad (XV.5)$$

где h — шаг винта;

i — передаточное число между трибкой *1* и шестерней *2*.



Фиг. XV. 4. Кинематическая схема винтового дифференциала.

Так же как и в предыдущих схемах, в схеме винтового дифференциала необходимо обеспечить передачу движения от ведущих звеньев *1* и *4* к ведомому звену. В этом случае должны соблюдаться условия:

$$i_{1,2}M_1 = M_4;$$

$$\eta_{1,3}M_1 > \frac{h}{2\pi}P_4; \qquad (XV.6)$$

$$\eta_{4,3} > \frac{h}{2\pi}P_4,$$

где $\eta_{1,3}$ и $\eta_{4,3}$ — к. п. д. механизма от звена *1* к звену *3* и от звена *4* к звену *3*;

P_4 — сила сопротивления на ведомом звене.

Применение самотормозящих передач на ведомых звеньях обеспечивает требуемое направление движения.

Ленточный дифференциал состоит из четырех неподвижно закрепленных шкивов, свободно вращающихся на осях. Кроме того, имеется два шкива, установленных на подвижном стержне, который может перемещаться в направляющих по вертикали. Предварительное натяжение бесконечной ленты, охватывающей все шкивы (фиг. XV. 5), достигается при помощи тендера T.

Для обеспечения точной работы устройства необходимо, чтобы лента во время работы не деформировалась и не проскальзывала.

Если каким-то двум точкам, произвольно выбранным на ленте справа и слева от наружных шкивов, задать положения Z_1 и Z_2,

то при условии нерастяжимости ленты кинематика механизма обусловливает следующее соотношение:

$$dZ_1 + dZ_2 = 2dZ_3$$

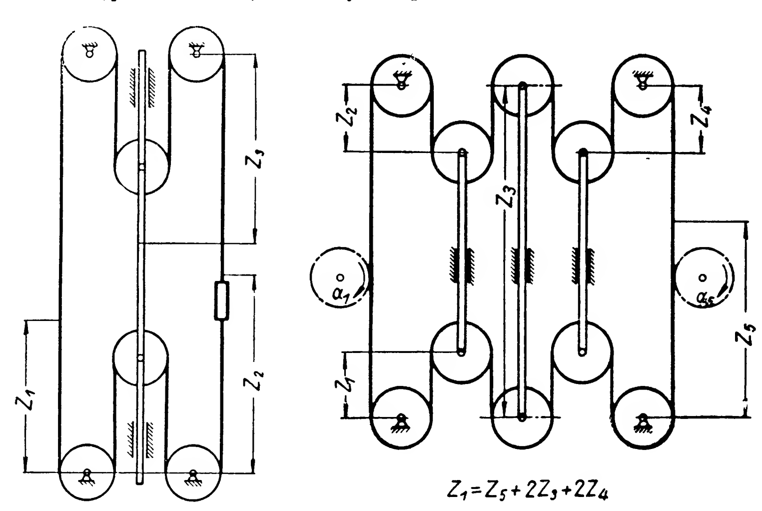
или (XV. 7)

$$Z_3 = \frac{1}{2}(Z_1 + Z_2) + c,$$

где Z_3 — координата точки, предварительно выбранной на перемещающемся стержне;

c — постоянная интегрирования, которую всегда можно определить исходя из начальных условий и выбрать равной нулю.

Ленточные дифференциалы легко могут быть соединены последовательно (фиг. XV. 6) для суммирования нескольких слагаемых.



Фиг. XV. 5. Схема ленточного дифференциала.

Фиг. XV. 6. Схема последовательного соединения ленточных дифференциалов.

Кроме перечисленных дифференциалов, в счетно-решающих приборах применяются также стержневые и реечные механизмы, которые используются значительно реже.

Интегрирующие и дифференцирующие механические элементы. В вычислительных устройствах в качестве интегрирующих и дифференцирующих механизмов чаще всего применяются фрикционные передачи с дисковыми грибовидными или шариковыми фрикционами.

Дисковый (лобовой) фрикционный интегратор (фиг. XV. 7) состоит из горизонтального диска *1* с валом *2*, ролика *3*, свободно вращающегося в цапфах каретки *4*, и винта *5*. При вращении винта *5* каретка вместе с роликом перемещается по поверхности диска. Каретка с винтом устанавливается таким образом, чтобы ролик при вращении винта точно проходил через ось диска. Это дает возможность регулировать расстояние ролика от центра

диска, изменяя тем самым передаточное отношение от диска к ролику. Если обозначить угловую координату вала диска через α, угловую координату вала ролика — через φ, а положение винта — через его угол поворота γ и дополнительно обозначить шаг винта через h, а расстояние от оси диска до ролика — через ρ, то для такого механизма можно написать следующие зависимости:

$$\rho = h\gamma; \qquad \text{(XV. 8)}$$

$$i_{(\gamma)} = \frac{h}{R}\gamma, \qquad \text{(XV. 9)}$$

где i — передаточное число между валом ролика и диска.

При отсутствии проскальзывания между роликом и диском для мгновенных скоростей валов с учетом выражений (XV. 8) и (XV. 9), получим

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{h}{R}\gamma\frac{d\alpha}{dt} \qquad \text{(XV.10)}$$

или после интегрирования

$$\varphi - \varphi_0 = \frac{h}{R}\int_{\alpha_0}^{\alpha}\gamma d\alpha. \qquad \text{(XV.11)}$$

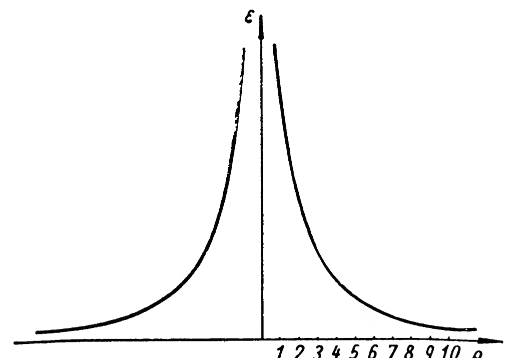
Фиг. XV. 7. Кинематическая схема дискового фрикционного интегратора.

Таким образом, во фрикционном механизме угол поворота ролика пропорционален интегралу от перемещения ролика по радиусу диска или от угла поворота винта. Независимой переменной при интегрировании является угол поворота диска, а подынтегральная функция задается в виде угла поворота винта γ. Точность работы фрикционного интегратора в значительной мере зависит от точности изготовления его деталей и юстировки. Проскальзывание ролика не остается постоянным и изменяется в зависимости от радиуса ρ (фиг. XV. 8).

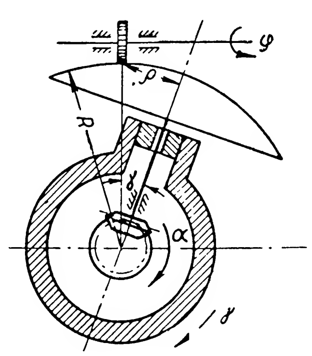
Максимальное проскальзывание бывает при $\rho = 0$, поэтому интегратор желательно использовать таким образом, чтобы он не работал в области малых значений ρ. Для уменьшения проскальзывания в прецизионных интеграторах специально подбирают фрикционные пары, например стекло и сталь, а ролик выполняется заостренным по ободу. Нажим на ролик осуществляется либо под действием собственного веса каретки, либо специальными прижимными пружинами.

Так как с вала ролика нельзя снять большой момент, то, как правило, для передачи угла поворота в другие устройства используются большей частью сельсинные следящие системы; однако иногда применяются и другие системы и, в частности, даже механические усилители с гибкой нитью. Для уменьшения объема аппаратуры практикуют инверсное включение интегратора. При этом независимую

переменную интегрирования вводят в виде угла поворота вала ролика, а интеграл получают с вала диска. Подынтегральная функция вводится на вал винта; при этом также возникает необходимость применения следящей системы, которая работает под воздействием сигнала рассогласования между валом, задающим независимую переменную, и валом ролика, воздействуя на вал диска интегратора. Если следящая система выполнена качественно, то рассогласование между валом независимой переменной и валом ролика практически сводится к нулю, а на валу диска образуется интеграл. Точность работы интеграторов такого типа достигает 0,01%.



Фиг. XV. 8. График изменения проскальзывания в зависимости от радиуса ρ.



Фиг. XV. 9. Схема грибкового фрикционного интегратора.

Для уменьшения размеров вычислительных устройств часто используют грибковые фрикционные интеграторы (фиг. XV. 9). Интегратор состоит из фрикционной пары ролика и сферической поверхности (грибок). Грибок приводится во вращательное движение через коническую зубчатую пару от вала α и, в свою очередь, воздействует на ролик с валом φ. Подынтегральная функция γ вводится в виде угла поворота грибка. Если обозначить радиус грибка через R, передаточное число конической передачи — через i, угол отклонения грибка от вертикали — через γ, а расстояние от точки касания до оси грибка — через ρ, то при отсутствии проскальзывания можно записать:

$$\frac{d\varphi}{dt} = i\frac{R}{\rho}\sin\gamma\left(\frac{d\varphi}{dt} - \frac{d\gamma}{dt}\right). \qquad \text{(XV. 12)}$$

Умножив правую и левую части выражения (XV. 12) на dt и обозначив $i\frac{R}{\rho}$ через k, получим

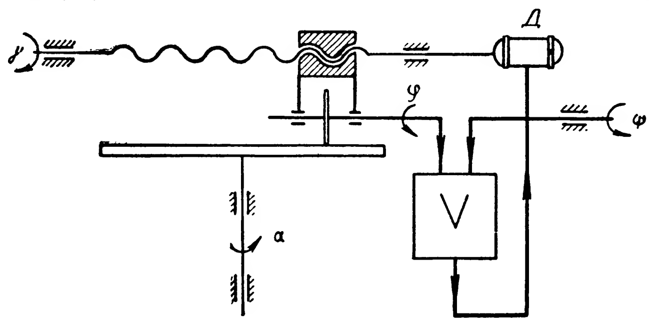
$$d\varphi = k\sin\gamma\,(d\varphi - d\gamma),$$

и после интегрирования

$$\varphi - \varphi_0 = k\int_{\alpha_0}^{\alpha}\sin\gamma d\alpha - k\int_{\gamma_0}^{\gamma}\sin\gamma\, d\gamma =$$

$$= k\int_{\alpha_0}^{\alpha}\sin\gamma d\alpha + c(\cos\gamma - \cos\gamma_0). \qquad \text{(XV. 13)}$$

Выражение (XV. 13) показывает, что для получения интеграла от функции γ необходимо ее задавать в виде $\arcsin \gamma$, например с помощью кулачка. Второй член правой части характеризует методическую ошибку грибкового интегратора, возникающую вследствие обкатки. Соответствующим выбором диапазона изменения γ и соотношений между ρ и R эту ошибку можно свести к минимуму.



Фиг. XV. 10. Схема следящей системы.

Обычный фрикционный интегратор можно с успехом использовать также для дифференцирования. Для этого выражение (XV. 10) можно формально умножить на dt и записать в следующем виде:

$$i(\gamma) = \frac{h}{R}\gamma = \frac{d\varphi}{d\alpha} \tag{XV.14}$$

или

$$\gamma = F\left(\frac{d\varphi}{d\alpha}\right). \tag{XV.15}$$

Для получения производной с помощью фрикционного механизма в соответствии с выражением (XV. 15) необходимо координату вала ролика φ изменять по закону дифференцируемой функции, а вал диска вращать по закону аргумента. При этом производная определяется положением каретки, которое должно подбираться таким образом, чтобы в каждый момент времени обеспечить синхронность движения вала ролика и вала дифференцируемой функции, задаваемой извне, например ψ, а также предотвратить проскальзывание между роликом и диском. Предполагая, что эти условия соблюдаются, получим следующее выражение для мгновенных скоростей:

$$\frac{d\psi}{dt} = \frac{d\varphi}{dt} = \frac{h}{R}\gamma\frac{d\alpha}{dt} = k\gamma\frac{d\alpha}{dt}. \tag{XV.16}$$

Положение каретки можно подбирать как вручную, так и при помощи следящей системы, изображенной на фиг. XV. 10. Вал диска вращается по закону независимой переменной, причем дифференцируемая функция ψ задается извне. Разность (рассогласование) между валом ψ и валом ролика подается на усилитель следящей системы, который воздействует на двигатель винта каретки, вращая его таким образом, чтобы эту разность свести к нулю.

Дифференцирование, как правило, выполняется на фрикционных механизмах со значительно меньшей точностью, чем интегрирование, так как величина рассогласования $\varphi - \psi$ может быть весьма значительной. При подаче на вал ψ ступенчатой функции в первый момент времени рассогласование равно самому сигналу и переходная погрешность существует довольно длительное время, так как фрикционный механизм не допускает больших ускорений. Это свойство фрикционного механизма иногда используют для получения «сглаженной» производной. В этом случае угол поворота вала ролика и входного вала ψ подают на солнечные колеса дифференциала, а поводок связывают с винтом каретки ролика. Для такого включения фрикционного механизма справедливо уравнение

$$\gamma + T\frac{d\gamma}{d\alpha} = \frac{d\psi}{d\alpha}, \qquad \text{(XV.17)}$$

где T — постоянная времени.

Фрикционный механизм при таком включении может выполнять функции автоматического сглаживающего тахометра. «Чистое» дифференцирование фрикционный механизм может выполнять, когда $\varphi - \psi = 0$, что затруднительно.

2. ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИЕ И ИНТЕГРИРУЮЩИЕ ГИРОСКОПЫ

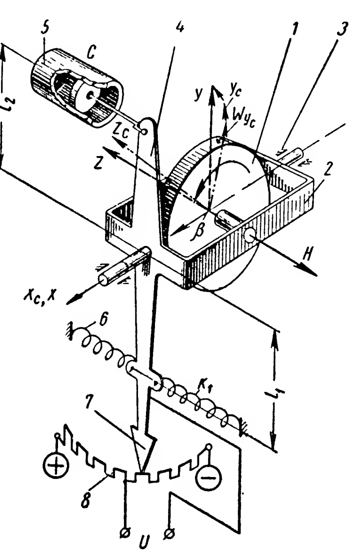
Для стабилизации движущихся объектов на выбранном направлении (например, для стабилизации и автоматического управления полетом) часто приходится измерять не только отклонение объекта от заданного направления, но также угловую скорость или угловое ускорение отклонения. В этом случае применяют *дифференцирующие гироскопы*, выполняющие функции измерителей первой производной от угла отклонения угловой скорости или измерителя второй производной, т. е. углового ускорения, возникающего при вращении объекта вокруг какой-либо главной оси. Эти устройства часто называются также датчиками первой или второй производных. Для задания и стабилизации скорости движения используются *интегрирующие гироскопы*, которые, например, интегрируют линейное ускорение самолета, и выдают сигнал, пропорциональный скорости полета.

Простейшим дифференцирующим гироскопом, служащим измерителем угловой скорости, является *астатический гироскоп с двумя степенями свободы* (фиг. XV. 11).

Ротор *1* гироскопа с большой угловой скоростью вращается вокруг оси z, которая вместе с рамкой *2* поворачивается вокруг оси x. Подшипники *3* закреплены на объекте, угловая скорость которого подлежит измерению. На оси рамки гироскопа установлены рычаг *4*, соединенный с демпфером *5* и пружиной *6*, а также щетка *7* потенциометрического датчика. Щетка скользит по потенциометру *8*, и сигнал U, снимаемый с потенциометрического датчика, поступает в суммирующее устройство автопилота. Если, например, необходимо измерить угловую скорость $\omega_{y.c}$ вращения самолета вокруг

нормальной оси y_c, то датчик угловой скорости устанавливают таким образом, чтобы, когда самолет неподвижен, ось y прибора, перпендикулярная к плоскости, заключающей оси ротора и рамки гироскопа, совпадала с осью y_c.

Принудительное вращение рамки 2 вместе с самолетом, а следовательно, и оси ротора гироскопа вокруг оси y_c вызывает появление гироскопического момента, вектор которого направлен по оси x и стремится совместить вектор кинетического момента H гироскопа с вектором угловой скорости ω_{y_c}.



Фиг. XV. 11. Схема измерителя скорости углового отклонения с потенциометрическим датчиком:

1 — ротор; *2* — рамка; *3* — подшипники; *4* — рычаг; *5* — демпфер; *6* — пружина; *7* — щетка; *8* — потенциометр.

Гироскопический момент равен векторному произведению кинетического момента и угловой скорости $\omega_{y.c}$, а его модуль определяется по формуле

$$M^г = H\omega_{y_c} \sin(H, \omega_{y_c}). \qquad (XV. 18)$$

Гироскопический момент уравновешивается пружиной 6, причем угол отклонения рамки 2, а следовательно, и щетки 7 зависит от величины и направления вектора угловой скорости ω_{y_c}.

Движение рамки измерителя угловой скорости определяется уравнением моментов, действующих на рамку гироскопа:

$$J_x\ddot{\beta} + cl_2^2\dot{\beta} + k_1 l_1^2\beta = -J_x\dot{\omega}_{x_c} + H\omega_{y_c}\cos\beta - H\omega_{z_c}\sin\beta, \qquad (XV. 19)$$

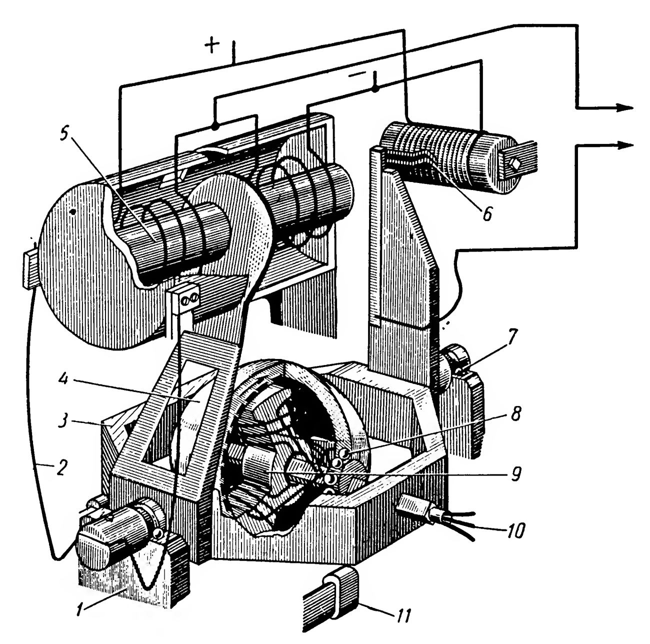
где
- β — угол поворота рамки 2 относительно корпуса прибора;
- J_x — момент инерции ротора и рамки относительно оси x;
- c — удельная сила демпфирования, развиваемая демпфером 5;
- k_1 — жесткость пружины;
- ω_{x_c}, ω_{y_c} и ω_{z_c} — составляющие абсолютной угловой скорости вращения самолета на оси x_c, y_c, z_c.

Демпфер 5 эффективно гасит собственные колебания рамки датчика угловой скорости, частота незатухающих колебаний которой определяется соотношением

$$n = \frac{l_1}{2\pi}\sqrt{\frac{k_1}{J_x}}$$

и обычно выбирается в пределах от 2 до 20 *гц*. При этом угол β, а следовательно, и методические погрешности в измерении угловой скорости ω_y относительно невелики.

Инерционная погрешность $\frac{J_x}{k_1 l_1^2}\dot{\omega}_{x_c}$ также обычно мала, однако в некоторых случаях для ее компенсации к рамке гироскопа при помощи зубчатой передачи присоединяют тяжелый маховичок.



Фиг. XV. 12. Измеритель угловой скорости:

1 — корпус; *2* — пружина; *3* — рамка; *4* — кожух гиромотора; *5* — демпфер; *6* — потенциометрический датчик; *7, 8* — подшипники; *9* — статор; *10* — токоподводы; *11* — упор.

Считая угол β малым и предполагая $\omega_z = 0$, получим приближенное уравнение

$$J_x\ddot{\beta} + cl_2^2\dot{\beta} + k_1 l_1^2\beta = H\omega_{y_c}.$$

Передаточная функция для датчика угловой скорости будет иметь вид

$$\frac{\beta}{\omega_{y_c}} = KW(s) = \frac{H}{J_x s^2 + cl_2^2 s + k_1 l_1^2}. \qquad \text{(XV.20)}$$

Динамическое звено, характеризующееся такой передаточной функцией, как известно, представляет собой колебательное звено. Пример конструктивной схемы измерителя угловой скорости показан на фиг. XV. 12.

Гиромотор *4* представляет собой трехфазный асинхронный двигатель, ротор которого выполнен в виде сферы и вращается на подшипниках *8*, установленных в рамке *3*. Рамка свободно поворачивается на своих подшипниках *7* относительно корпуса *1* прибора.

Пружина *2* создает момент, уравновешивающий гироскопический момент.

Для погашения собственных колебаний рамки служит электромагнитный демпфер *5*.

Угловые перемещения рамки *3* преобразуются в электрические сигналы при помощи потенциометрического датчика *6*. Отклонение рамки ограничено упором *11*.

Если от рамки гироскопа, представленного на фиг. XV. 12, отъединить пружину *5*, то он превращается в так называемый интегрирующий гироскоп.

Приняв, что момент, вызываемый демпфером, велик по сравнению с инерционным моментом, приближенно получим

$$\dot{\beta} \approx \frac{H}{cl_2^2} \omega_{y_c}. \qquad \text{(XV. 21)}$$

В результате интегрирования это выражение примет вид

$$\beta = \frac{H}{cl_2^2} \int \omega_{y_c} dt + C_1.$$

Полагая, что $\int \omega_{y_c} dt = \psi$ (где ψ — курс самолета) и считая, что при $t = 0$ $\psi = 0$, получим

$$\beta = \frac{H}{cl_2^2} \psi.$$

Таким образом, угол поворота рамки *2* гироскопа, а следовательно, и щетки *7* оказывается пропорциональным углу поворота самолета от выбранного направления. В то же время угол поворота β пропорционален интегралу от измеряемого параметра — угловой скорости ω_{y_c}.

Если между рамкой *2* и демпфером *5* предусмотреть пружину, например заменить шатун цилиндрической пружиной, то прибор превращается в измеритель угла и угловой скорости.

Обозначим перемещение демпфера относительно корпуса прибора через η. Пренебрегая массой поршня демпфера, из условия равенства силы, развиваемой демпфером, и силы, развиваемой пружиной, жесткость которой обозначим через k_2, получим

$$(\beta l_2 - \eta) k_2 = c\eta. \qquad \text{(XV. 22)}$$

В первом приближении момент, создаваемый пружиной k_2 уравновешивается гироскопическим моментом $H\omega_{y_c}$. Отсюда получим

$$k_2 l_2 (\beta l_2 - \eta) = H\omega_{y_c}. \qquad \text{(XV. 23)}$$

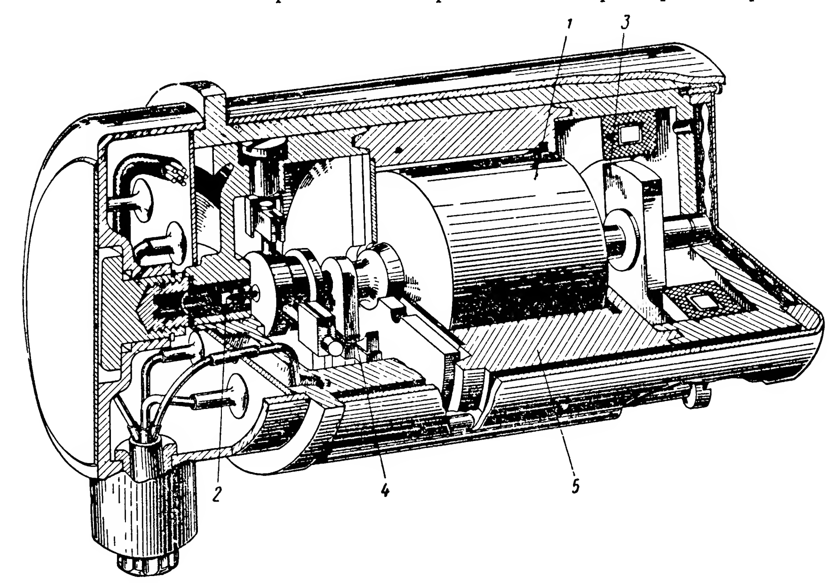
Исключая η из уравнений (XV. 22) и (XV. 23), находим

$$\dot{\beta} = \frac{H}{l_2^2}\left(\frac{\omega y_c}{c} + \frac{\dot{\omega} y_c}{k_2}\right). \qquad (XV. 24)$$

Интегрируя уравнение (XV. 24) при условии, что при $t = 0$ $\psi = 0$, получаем

$$\beta = \frac{H}{l_2^2}\left(\frac{\psi}{c} + \frac{\dot{\psi}}{k_2}\right). \qquad (XV. 25)$$

Отклонение β рамки *2* зависит от угла и угловой скорости отклонения самолета от выбранного направления. Примером гироскопа,



Фиг. XV. 13. Поплавковый гироскоп.

интегрирующего угловую скорость вращения самолета относительно какой-либо связанной оси, может служить известный поплавковый гироскоп (фиг. XV. 13).

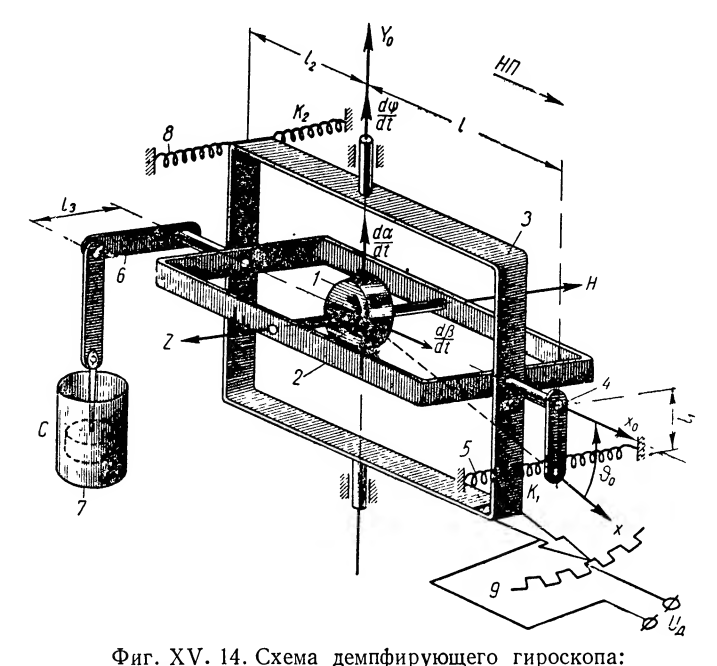
Гиромотор вмонтирован в поплавковую камеру *1*, плавающую в тяжелой жидкости. Ось двигателя опирается на камни 2. На оси поплавка установлены чувствительный индуктивный датчик *4* для измерения углов и моментный датчик *3*. Зазор между поплавковой камерой и корпусом *5* прибора составляет примерно 0,25 *мм*, а коэффициент вязкости жидкости — около 600—700 сантипуаз.

Вязкое сопротивление жидкости вращению поплавка в данном случае пропорционально скорости его вращения и, следовательно, жидкостное трение заменяет действие воздушного демпфера. Такой прибор может быть использован как измеритель угла или угловой скорости поворота самолета, а также для стабилизации какой-либо платформы в абсолютном пространстве.

Гироскопический измеритель угловых скоростей и ускорений. В качестве дифференцирующих и интегрирующих гироскопов применяются также гироскопы с тремя степенями свободы.

Например, для измерения угловой скорости и углового ускорения, возникающих при отклонении самолета от выбранного направления, применяют демпфирующий дифференцирующий гироскоп (фиг. XV. 14).

Прибор представляет собой астатический гироскоп, установленный в карданном подвесе. Свобода движения рамок *2* и *3* ограничена



Фиг. XV. 14. Схема демпфирующего гироскопа:

1 — ротор; *2* — внутренняя рамка; *3* — наружная рамка; *4* — рычаг; *7* — демпфер; *8* — пружина; *9* — потенциометрический датчик.

пружинами *5* и *8*. На оси внутренней рамки *2* установлен рычаг *4*, связанный пружиной *5* с корпусом прибора. На другом конце той же оси укреплен рычаг *6*, соединенный с тягой демпфера *7*. Наружная рамка связана с корпусом прибора пружиной *8*. Отклонения наружной рамки демпфирующего гироскопа могут быть преобразованы в управляющий сигнал потенциометрическим датчиком *9*.

Обозначим угол поворота наружной рамки *3* относительно корпуса прибора через α, а угол поворота внутренней рамки *2* относительно наружной — через β.

Примем, что демпфирующий гироскоп измеряет угловую скорость и ускорение рыскания самолета.

В этом случае ось y_0 совпадает с нормальной осью, а ось x_0 — с продольной осью самолета.

Жесткости пружин *5* и *8* выбираются таким образом, что максимальный угол поворота наружной рамки *3* не превышает десятых долей углового градуса, а угол поворота внутренней рамки *2* — нескольких угловых градусов.

Предположим, что самолет разворачивается с угловой скоростью $\dot{\psi}_0$, вектор которой направлен по оси y_0. Пренебрегая угловой скоростью $\dot{\alpha}$ по сравнению с $\dot{\psi}_0$, считаем, что наружная рамка *3* движется вокруг нормальной оси y_c вместе с самолетом. При этом возникает гироскопический момент $H\dot{\psi}_0$, вектор которого направлен по оси внутренней рамки кардана. В установившемся движении этот момент уравновешивается моментом, развиваемым пружиной *5*, примерно равным $k_1 l_1^2 \beta$. Отсюда приближенно получаем

$$\beta_0 = \frac{H}{k_1 l_1^2} \dot{\psi}_0. \qquad (XV.\ 26)$$

При этом сила, развиваемая пружиной *5*, примерно равна $k_1 l_1 \beta$. Сила $k_1 l_1 \beta$ создает момент вокруг оси y_0, равный $k_1 l_1 L \beta_0$, который уравновешивается моментом, создаваемым пружиной *8*, и равным $k_2 l_2^2 \alpha$. Отсюда

$$\alpha_1 = -\frac{k_1 l_1 L}{k_2 l_2^2} \beta_0 \qquad (XV.\ 27)$$

или, согласно выражению (XV. 26), получим

$$\alpha_1 = -\frac{HL}{k_2 l_1 l_2^2} \dot{\psi}_0. \qquad (XV.\ 28)$$

Если представить себе, что угловая скорость виража неизменно нарастает, то и угол β неизменно увеличивается. Поэтому угловая скорость $\dot{\beta}$ рамки *2* будет равна

$$\dot{\beta} = \frac{H}{k_1 l_1^2} \ddot{\psi}.$$

При этом возникает гироскопический момент, равный

$$-H\dot{\beta} = -\frac{H^2}{k_1 l_1^2} \ddot{\psi}$$

и направленный по отрицательной оси y_0. Этот момент вызывает дополнительную деформацию пружины *8* и возникновение момента $k^2 l_2^2 \alpha$, который уравновешивает гироскопический момент $H\dot{\beta}$. В результате этого получим

$$\alpha_2 = -\frac{H^2}{k_1 k_2 l_1^2 l_2^2} \ddot{\psi}. \qquad (XV.\ 29)$$

Суммарный угол поворота наружной рамки кардана оказывается равным

$$\alpha = \alpha_1 + \alpha_2 = -\frac{HL}{k_2 l_1 l_2^2} \dot{\psi} - \frac{H^2}{k_1 k_2 l_1^2 l_2^2} \ddot{\psi}. \qquad (XV.\ 30)$$

Таким образом, сигнал, снимаемый с датчика демпфирующего гироскопа, зависит от суммы угловой скорости и углового ускорения поворота самолета вокруг его нормальной оси.

Частота собственных незатухающих колебаний n демпфирующего гироскопа определяется по формуле

$$n = \frac{l_1 l_2 \sqrt{k_1 k_2}}{H}. \qquad \text{(XV. 31)}$$

Как и в измерителях угловой скорости, частота собственных колебаний демпфирующих гироскопов должна быть в несколько раз больше частоты собственных колебаний самолета.

Для того чтобы уменьшить влияние колебаний самолета, происходящих относительно продольной оси, на показания курсового демпфирующего гироскопа, его устанавливают таким образом, чтобы ось x_0 внутренней рамки кардана не была параллельна оси x_c, а составляла бы с ней угол, равный

$$\vartheta_0 = \operatorname{arc\,tg} \frac{l_1}{L}.$$

Уравнение движения демпфирующего гироскопа имеет вид

$$H^2\ddot{\alpha} + cl_3^2(k_1L^2 + k_2l_2^2)\dot{\alpha} + k_1k_2l_1^2l_2^2\alpha = -Hk_1l_2L\dot{\psi} - H^2\ddot{\psi}. \qquad \text{(XV. 32)}$$

Отсюда передаточная функция демпфирующего гироскопа

$$\frac{\alpha}{\dot{\psi}} = KW_\partial(s) = \frac{Hk_1l_1L + H^2s}{H^2s^2 + cl_3^2\left(k_1L^2 + k_2l_2^2\right)s + k_1k_2l_1^2l_2^2}. \qquad \text{(XV. 33)}$$

Динамическое звено, характеризующееся такой передаточной функцией, называется, как известно, *колебательным звеном с введением производной*.

Инструментальные погрешности демпфирующего гироскопа идентичны инструментальным погрешностям измерителей угловых скоростей.

Измеритель мгновенной скорости полета. Примером интегрирующего гироскопа может служить прибор, предназначенный для измерения мгновенной скорости самолета путем интегрирования ускорений, возникающих при его движении (фиг. XV. 15).

Считаем, что вектор скорости v и ускорения $\dot{v}$ направлены по оси наружной рамки кардана. Ось ротора гироскопа расположена перпендикулярно этим векторам и, следовательно, перпендикулярно оси внутренней рамки кардана.

При помощи пружины f ось ротора гироскопа удерживается примерно на направлении перпендикуляра к плоскости наружной рамки. К кожуху гироскопа на расстоянии s от центра карданного подвеса прикреплен груз, масса которого равна m. Для уравновешивания гироскопа относительно оси наружной рамки кардана прикреплены еще два груза m'. При движении самолета с ускорением $\dot{v}$ на кожух гироскопа действует инерционная сила груза m, равная $m\dot{v}$,

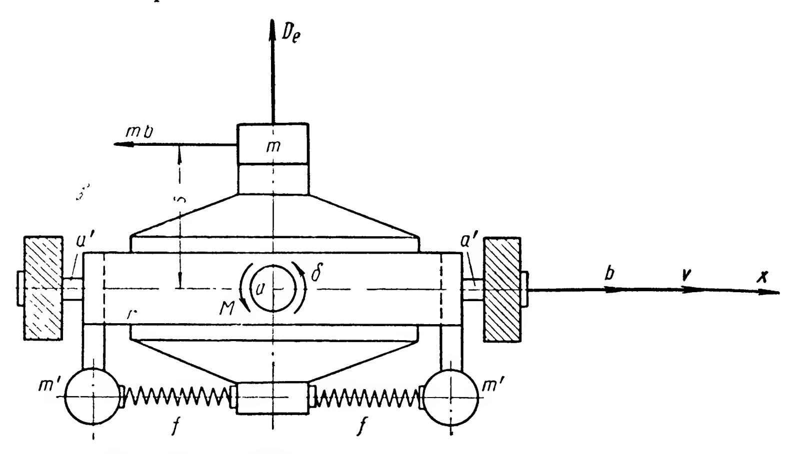
которая создает момент $sm\dot{v}$ относительно оси внутренней рамки кардана. Момент $sm\dot{v}$ вызывает прецессию гироскопа вокруг оси наружной рамки кардана с угловой скоростью, определяемой уравнением

$$\dot{\alpha} = \frac{Sm\dot{v}}{H}. \tag{XV. 34}$$

Интегрируя уравнение (XV. 34) и предполагая, что при $t = 0$ $v = 0$, получим

$$\alpha = \frac{Sm}{H} v. \tag{XV. 35}$$

Угол α поворота наружной рамки кардана пропорционален мгновенной скорости самолета.



Фиг. XV. 15. Измеритель мгновенной скорости полета.

Погрешности в измерении скорости самолета появляются под действием пружины, трения в осях карданного подвеса, суточного вращения Земли, составляющей силы веса груза, в результате вращения самолета вокруг оси наружной рамки кардана и т. д. При длительном полете эти погрешности достигают весьма существенных величин. Некоторые из этих погрешностей учитываются специальными вычислительными устройствами.

3. ТАХОГЕНЕРАТОРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Тахогенераторы постоянного тока применяются в электрических вычислительных устройствах для выполнения различных вычислительных операций, в системах автоматического регулирования для ввода производной выходного сигнала или сигнала ошибки и для улучшения динамических свойств этих систем, а также в качестве датчика в различных измерительных схемах.

Тахогенератор представляет собой электромеханический дифференцирующий элемент, преобразующий механическое вращатель-

ное движение в электрический сигнал, т. е. служащий для ввода электрической величины. К тахогенераторам постоянного тока предъявляются следующие основные требования:

а) основная характеристика тахогенератора — зависимость выходного напряжения от скорости вращения $U = f(n)$ — должна быть линейной и симметричной, т. е. тахогенератор должен развивать одинаковое напряжение при вращении в обе стороны;

б) крутизна характеристики, т. е. отношение приращения напряжения тахогенератора к приращению скорости его вращения, должна быть достаточно большой;

в) характеристика тахогенератора должна быть стабильной и не меняться во времени в зависимости от температуры и других физических условий;

г) тахогенератор должен быть надежен в эксплуатации;

д) тахогенератор должен характеризоваться достаточным быстродействием (малой электромеханической постоянной времени);

е) коллекторные шумы во многих случаях должны быть сведены к минимуму;

ж) тахогенератор должен быть простым по конструкции, дешевым в изготовлении и компактным;

з) тахогенераторы должны работать продолжительное время и в любом положении.

Так как напряжение тахогенератора в системах автоматического регулирования подается на вход усилителя с большим входным сопротивлением, а в вычислительных устройствах он часто работает в компенсационной схеме, то обычно не требуется, чтобы этот прибор развивал значительную мощность.

При дифференцировании тахогенератор создает дополнительный момент на оси, с которой он связан, и это является его недостатком.

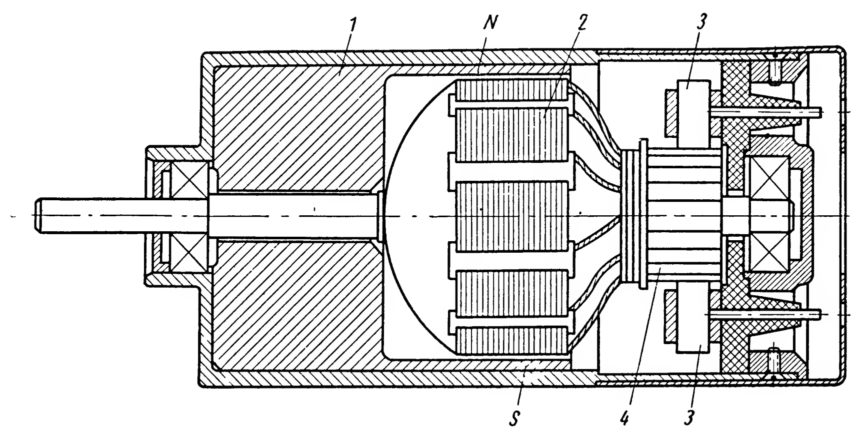
Основным недостатком тахогенераторов постоянного тока является необходимость применения коллектора, что в условиях эксплуатации приводит к ряду нежелательных явлений. Коллектор и щетки обгорают вследствие искрения, особенно при пониженном атмосферном давлении и повышенной влажности. Искрение создает также помехи для работы различной аппаратуры, а переходное сопротивление между щетками и коллектором изменяется вследствие загрязнения или засаливания коллектора и т. д. Кроме того, тахогенераторы постоянного тока сложнее по конструкции и дороже тахогенераторов переменного тока.

Основным преимуществом тахогенераторов постоянного тока по сравнению с тахогенераторами переменного тока является отсутствие фазовых погрешностей и однотипность нагрузок.

Тахогенераторы постоянного тока по принципу действия и конструктивному оформлению представляют собой обычные электрические машины малой мощности, работающие в генераторном режиме. В зависимости от способа возбуждения тахогенераторы могут быть магнитоэлектрическими (фиг. XV. 16) и электродинамическими (фиг. XV. 17). В первом случае возбуждение осуществляется при

помощи постоянных магнитов, во втором — при помощи обмотки возбуждения, имеющей независимый источник питания.

Кривые характеристик тахогенераторов с независимым возбуждением круче, чем у тахогенераторов, возбуждаемых постоянными

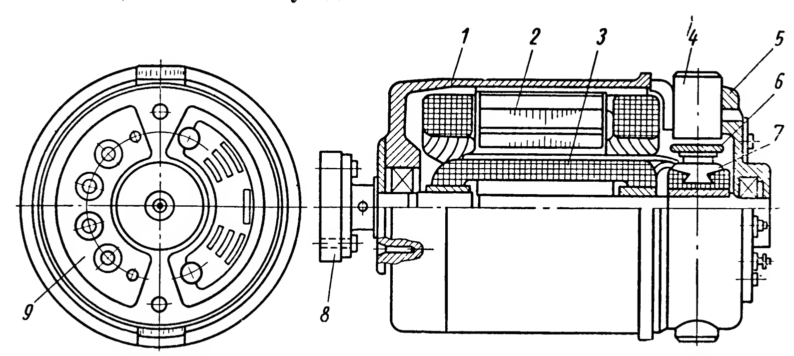


Фиг. XV. 16. Тахогенератор с постоянными магнитами:

1 — магнит; *2* — якорь; *3* — щетка; *4* — коллектор.

магнитами, причем крутизна может регулироваться потоком возбуждения.

К преимуществам тахогенераторов с постоянными магнитами относится то, что он не нуждается в особом источнике питания для



Фиг. XV. 17. Тахогенератор постоянного тока с независимым возбуждением:

1 — корпус; *2* — полюсы; *3* — якорь; *4* — щеткодержатель; *5* — передняя крышка; *6* — щетка; *7* — коллектор; *8* — поводок; *9* — клеммная плата.

возбуждения, а также возможность создания малогабаритных тахогенераторов с коэффициентом усиления $\sim 0{,}1$ *сек/рад*.

Температурные погрешности значительно меньше влияют на стабильность характеристик тахогенераторов с постоянными магнитами, чем на стабильность характеристик тахогенераторов с незави-

симым возбуждением. Недостатком тахогенератора с постоянным магнитом является его чувствительность к тряске и ударам и уменьшение потока возбуждения с течением времени, что приводит к изменению коэффициента тахогенератора. У некоторых тахогенераторов предусматривается возможность восстановления прежнего значения магнитного потока. Для этого служат специальные магнитные шунты, встроенные в машину (тонкие перемычки между полюсами).

Для того чтобы уменьшить изменение коэффициента тахогенератора с изменением температуры, иногда вводят температурную компенсацию непосредственно в цепь включения прибора.

В тахогенераторах с независимым возбуждением на величину выходного напряжения влияют колебания напряжения, питающего обмотку возбуждения. Однако в некоторых случаях все элементы, взаимодействующие с тахогенератором, изменяют свои масштабные коэффициенты также пропорционально падению напряжения, и влияние колебаний следует признать явлением положительным.

Электродинамические тахогенераторы должны характеризоваться малой петлей гистерезиса, для того чтобы поток возбуждения однозначно зависел от тока возбуждения. С этой целью в качестве магнитопроводящего материала для изготовления статора и ротора целесообразно применять пермаллой.

Выходная характеристика тахогенератора. Возможность применения тахогенератора в качестве электромеханического элемента, выполняющего дифференцирование, основана на использовании известной для машин постоянного тока зависимости э. д. с. от скорости вращения ротора:

$$E_0 = \frac{PnN}{60a} \Phi \cdot 10^{-8}, \tag{XV.36}$$

где P — число пар полюсов;

n — число оборотов якоря генератора в минуту;

N — полное число проводников, уложенных в пазы якоря;

a — число пар параллельных ветвей обмотки якоря (обычно $a = 1$);

Φ — поток возбуждения в максвеллах.

Если магнитный поток возбуждения остается постоянным, т. е. $\Phi = \mathrm{const}$, то э. д. с. E_0 будет пропорциональна числу оборотов n якоря тахогенератора и формула (XV. 36) примет вид

$$E_0 = k_1 n, \tag{XV. 37}$$

где $k_1 = \frac{PN}{60a} \Phi \cdot 10^{-8}$ — коэффициент пропорциональности, постоянный для данной машины

Формула (XV. 37), в свою очередь, может быть преобразована (фиг. XV. 18):

$$E_0 = k_T \Omega, \tag{XV. 38}$$

где $k_T = \frac{k_1 \cdot 30}{\pi}$;

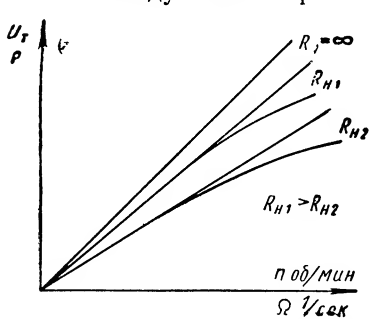
Ω — угловая скорость вращения.

В реальных условиях тахогенератор работает на некоторую нагрузку. Если предположить, что поток сохранил прежнее значение, выходное напряжение тахогенератора уменьшится на величину напряжения и будет равно

$$U = E_0 - Ir_a, \tag{XV.39}$$

где I — ток нагрузки;

r_a — сопротивление цепи якоря, включающее сопротивление самой якорной обмотки и сопротивление переходного контакта между коллектором и щетками.



Фиг. XV. 18. Выходные характеристики тахогенератора.

Так как

$$I = \frac{U}{R_н},$$

где $R_н$ — сопротивление внешней нагрузки, то

$$U = E_0 - U\frac{r_a}{R_н}; \tag{XV.40}$$

отсюда

$$U = \frac{E_0}{1 + \frac{r_a}{R_н}} = \frac{k_1 n}{1 + \frac{r_a}{R_н}}. \tag{XV.41}$$

При постоянстве r_a и $R_н$

$$U = k_2 n,$$

где

$$k_2 = \frac{k_1}{1 + \frac{r_a}{R_н}} = k_1 \frac{R_н}{R_н + r_a}.$$

Новый масштабный коэффициент увеличивается с уменьшением нагрузки. Таким образом, при наличии нагрузки выходное напряжение тахогенератора также пропорционально скорости вращения ротора.

Так как

$$n \equiv \frac{d\theta}{dt},$$

где θ — угол поворота ротора, передаточная функция тахогенератора постоянного тока относительно угла поворота ротора имеет вид

$$KW(s) = \frac{U(s)}{\theta(s)} = k_T s, \tag{XV. 42}$$

т. е. тахогенератор постоянного тока может быть представлен в виде идеального дифференцирующего звена.

Коэффициент k_T, представляющий собой отношение напряжения тахогенератора к скорости вращения его якоря, является основной

характеристикой прибора. Величина коэффициента k_T назначается в зависимости от условий обеспечения устойчивой работы и качества системы регулирования.

Значение $k_1 (k_T)$ обычно удобнее определять экспериментально по кривым $U = f(n)$ $[U = f(\Omega)]$ при различных сопротивлениях нагрузки $R_н$. В этом случае

$$k_1 = \frac{\Delta U}{\Delta n}$$

или

$$k_T = \frac{\Delta U}{\Delta \Omega},$$

где $\Delta\Omega$ — изменение угловой скорости Ω.

Если напряжение измеряется в вольтах, а скорость n — в об/мин, то коэффициент тахогенератора будет иметь размерность *в мин/об*. Если же угловая скорость имеет размерность *рад/сек*, то коэффициент тахогенератора k_T будет иметь размерность *в сек/рад*. Момент для вращения тахогенератора может быть определен по формуле

$$M = M_T + \frac{k_T^2 \cdot 10^{-8}}{r_a + R_н},$$

где M_T — момент, определяемый силами трения.

Погрешности тахогенератора постоянного тока. На практике при работе тахогенератора на некоторую нагрузку постоянство магнитного потока возбуждения не соблюдается, так как ток нагрузки обусловливает появление потока реакции якоря. Этот поток частично размагничивает машину и тем изменяет поток возбуждения. Величина потока зависит от скорости, и поэтому, взаимодействуя с основным магнитным потоком возбуждения, он создает результирующее магнитное поле, зависящее от скорости. Следовательно, нарушается линейная зависимость между напряжением, снимаемым с тахогенератора, и скоростью вращения, т. е. выходная характеристика тахогенератора отклоняется от линейности (см. кривые $R_{н1}$ и $R_{н2}$ на фиг. XV. 18, причем $R_{н1} > R_{н2}$). Реакция якоря уменьшается с уменьшением нагрузки в цепи якоря и увеличением воздушного зазора между статором и якорем, т. е. с увеличением числа ампер-витков обмотки возбуждения по сравнению с числом ампер-витков якоря.

Таким образом, э. д. с. E является функцией не только скорости вращения, но и нагрузки, влияющей на величину потока возбуждения Φ. Следовательно, в уравнение (XV. 41) вместо э. д. с. холостого хода E_0 необходимо подставить э. д. с. при нагрузке:

$$E = k_1' n\Phi, \tag{XV.43}$$

тогда

$$U = \frac{E}{1 + \frac{r_a}{R_н}} = \frac{k_1'}{1 + \frac{r_a}{R_н}} n\Phi. \tag{XV.44}$$

При $r_a = \text{const}$ и $R_н = \text{const}$

$$U = k_2''n\Phi. \qquad (XV.45)$$

Результирующий поток при нагрузке определяется по формуле

$$\Phi = \Phi_0 - \Phi_r,$$

где Φ_0 — поток при холостом ходе;

Φ_r — поток, характеризующий размагничивающее действие реакции якоря.

В первом приближении этот поток пропорционален току якоря $I = \frac{U}{R_н}$.

Подставляя выражение (XV. 46) в формулу (XV. 45), получим

$$U = k_2''n\Phi_0 - k_2''n\Phi_r = k_2n - k_3n\frac{U}{R_н}, \qquad (XV.46)$$

откуда

$$U = \frac{k_2n}{1 + k_3\frac{n}{R_н}}. \qquad (XV.47)$$

В идеальном случае, при отсутствии реакции якоря ($R_н = \infty$; $\Phi_r = 0$), выходное напряжение тахогенератора равно $U_и = k_2n$. Относительная погрешность при этом определяется по формуле

$$\Delta U = \frac{U_и - U}{U_и} = \frac{k_2n - \frac{k_2n}{1 + k_3\frac{n}{R_н}}}{k_2n} = \frac{1}{1 + \frac{R_н}{k_3n}}. \qquad (XV.48)$$

Уравнение (XV. 48) показывает, что относительная погрешность увеличивается с уменьшением сопротивления нагрузки и с увеличением скорости вращения ротора тахогенератора. Нагрузка в одинаковой мере влияет на характеристики как магнитоэлектрического, так и электродинамического тахогенератора.

Второй причиной, влияющей на линейность характеристики тахогенератора и вызывающей дополнительную погрешность выходного напряжения, является наличие переходного напряжения $U_щ$ на щетках и коллекторе. На переходном сопротивлении между щетками и коллектором это напряжение падает, искажая тем самым характеристику тахогенератора.

Особенно заметно это искажение при малых скоростях, когда э. д. с., вырабатываемая тахогенератором, соизмерима с переходным напряжением на щетках. Учитывая напряжение $U_щ$, уравнение (XV. 39) можно записать следующим образом:

$$U = E_0 - U_щ - Ir_я, \qquad (XV.49)$$

где $r_я$ — сопротивление обмотки якоря.

Подставляя в формулу (XV.49) выражения (XV.37) и $I = \frac{U}{R_н}$, получим

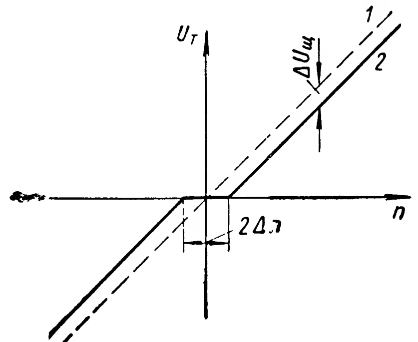
$$U = k_1 n - U_щ - U \frac{r_я}{R_н}, \qquad (XV. 50)$$

откуда

$$U = \frac{k_1 n}{1 + \frac{r_я}{R_н}} - \frac{U_щ}{1 + \frac{r_я}{R_н}} = k_2 n - \frac{U_щ}{1 + \frac{r_я}{R_н}}. \qquad (XV. 51)$$

Уравнение (XV. 51) показывает, что падение напряжения на переходном сопротивлении между щетками и коллектором создает отрицательное смещение выходной характеристики тахогенератора на постоянную величину:

$$\Delta U_щ = \frac{U_щ}{1 + \frac{r_я}{R_н}}. \qquad (XV.52)$$



Фиг. XV. 19. Влияние сопротивления переходного контакта между коллектором и щетками.

Вследствие этого характеристика тахогенератора вблизи начала координат представляет собой ломаную линию (характеристика *2* на фиг. XV. 19). Возникает так называемая «мертвая зона» (участок $2\ \Delta n$), в которой напряжение на выходе тахогенератора практически отсутствует. В некоторых случаях наличие «мертвой зоны» может привести к нарушению устойчивости работы системы автоматического регулирования.

Уравнение (XV. 52) показывает, что значение $\Delta U_щ$, а следовательно, и «мертвая зона» увеличиваются с увеличением сопротивления нагрузки, т. е. с уменьшением погрешности, вызываемой реакцией якоря. Для того чтобы учесть при этом влияние реакции якоря, в уравнение (XV. 49) вместо выражения (XV. 37) следует подставить выражение (XV. 43). Тогда

$$U = k_1' n \Phi - U_щ - U \frac{r_я}{R_н}. \qquad (XV. 53)$$

Подставляя в последнее выражение уравнение (XV. 46), получим

$$U = k_1' n \Phi_0 - k_1' n \Phi_r - U_щ - U \frac{r_я}{R_н} = E_0 - k_3 n \frac{U}{R_н} -$$

$$- U_щ - U \frac{r_я}{R_н} = k_1 n - U \left(k_3 \frac{n}{R_н} + \frac{r_я}{R_н} \right) - U_щ,$$

откуда

$$U = \frac{k_1 n - U_щ}{1 + \frac{k_3 n + r_я}{R_н}}. \qquad (XV.54)$$

Относительная погрешность U составляет

$$\Delta U = \frac{U_и - U}{U_и} = \frac{k_2 n - \frac{k_1 n - U_щ}{1 + \frac{k_3 n + r_я}{R_н}}}{k_2 n}. \qquad (XV.55)$$

Для уменьшения «мертвой зоны» в тахогенераторе рекомендуется применять щетки с малым переходным сопротивлением. Так, например, при использовании металлических щеток с серебряными напайками в местах прикосновения к коллектору со смещением выходной характеристики тахогенератора можно практически не считаться. Между пластинами коллектора и вращающимися щетками создается неустойчивый переходный контакт. При увеличении скорости вращения ротора щетки вибрируют и контакт с коллектором нарушается. Вследствие этого резко меняется напряжение якоря, появляется пульсация напряжения и нарушается линейный закон зависимости напряжения от скорости (происходит «загиб» характеристики). Для уменьшения пульсации применяются специальные тахогенераторы с большим числом коллекторных пластин, а для устранения вибрации — коллекторы торцового типа. От качества коллектора в значительной степени зависит точность работы тахогенератора постоянного тока, поэтому особое внимание уделяют статической и динамической балансировке коллектора и чистоте его поверхности. В некоторых случаях пластины коллектора изготовляют из нержавеющей стали. По пластинам скользят фосфористобронзовые щетки, обеспечивающие надежный контакт.

Щетки коллектора иногда дублируют, большое внимание уделяется поджатию щеток, причем прижимающие пружины выбирают с разной частотой собственных колебаний.

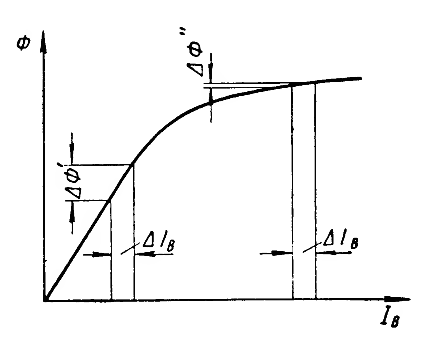
Для уменьшения пульсации иногда применяют также специальные сглаживающие фильтры на выходе. Однако в результате применения фильтров возникают систематические ошибки отставания в выходном напряжении. Изменение магнитного сопротивления при вращении якоря также приводит к пульсации выходного напряжения, которую уменьшают, скашивая пазы якоря и предусматривая нечетное число пазов на пару полюсов.

Попытки создания бесколлекторных тахогенераторов постоянного тока для счетно-решающих устройств пока не увенчались успехом, хотя в промышленности бесколлекторные (униполярные) машины постоянного тока применяются.

У электродинамических тахогенераторов выходная характеристика в значительной степени зависит от температурных условий. При нагревании обмотки возбуждения ее сопротивление увеличи-

вается, ток возбуждения вследствие этого уменьшается и рабочая точка на кривой намагничивания, характеризующая поток возбуждения, перемещается в сторону линейного участка. Изменение сопротивления в результате нагрева может достигать значительной величины, например, при повышении температуры на 20° С сопротивление обмотки увеличится на 10%. Поэтому погрешность тахогенератора, обусловленная изменением сопротивления, может быть значительно выше, чем погрешность, вызываемая колебаниями напряжения, питающего обмотку возбуждения.

Для того чтобы повысить устойчивость работы тахогенератора, иногда выгодно повысить степень насыщения его магнитного поля. В этом случае даже значительное изменение тока возбуждения мало сказывается на изменении потока возбуждения (фиг. XV. 20). Если магнитная цепь тахогенератора не насыщена, т. е. рабочая точка располагается на участке крутого подъема кривой намагничивания, то температурным изменениям, вызвавшим небольшое изменение силы тока $\Delta I_в$, соответствует большое изменение потока $\Delta\Phi'$. Напротив, если магнитная цепь насыщена, т. е. рабочая точка располагается в области верхнего загиба кривой намагничивания; такое же изменение температуры вызывает незначительное изменение потока возбуждения $\Delta\Phi''$.



Фиг. XV. 20. Характеристики намагничивания.

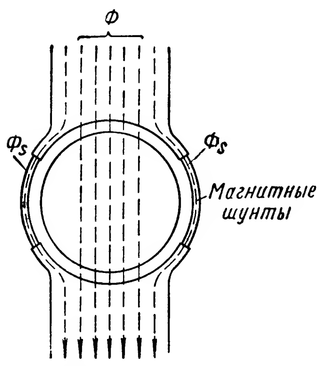
Тахогенераторы с насыщенной магнитной цепью следует применять в счетно-решающих устройствах, все источники питания которых стабилизированы. Для некоторых схем применения тахогенератора особенно важно соблюдение определенных пропорций между выходной э. д. с. и силой тока возбуждения. В этом случае магнитопровод тахогенератора выполняется ненасыщенным, а для устранения температурного влияния применяют теплочувствительные шунты (фиг. XV. 21), изготовленные из сплава, изменяющего магнитную проводимость при нагреве. Когда обмотка возбуждения нагревается, ее сопротивление увеличивается, а ток возбуждения и, следовательно, поток возбуждения Ф уменьшаются. При нагревании магнитная проводимость шунтов также уменьшается, что, в свою очередь, уменьшает поток рассеяния Φ_s, ответвляющийся через шунты. Часть потока Φ_s через якорь присоединяется к главному потоку машины. В результате этого выходная э. д. с. также увеличивается.

Уменьшить влияние изменения температуры на сопротивление цепи возбуждения можно и другим способом. Последовательно с медной обмоткой возбуждения дополнительно включают константановое или манганиновое сопротивление, значительно превышающее сопро-

тивление обмотки возбуждения. В этом случае весь ток в цепи возбуждения определяется в основном дополнительным сопротивлением, температурный коэффициент которого незначителен.

Точность тахогенератора во многом зависит от свойств применяемых при его изготовлении материалов и технологии производства. В случае применения материалов низкого качества или недостаточно совершенной технологии все рассмотренные выше мероприятия по снижению погрешностей окажутся бесполезными.

Если тахогенератор служит для демпфирования или форсирования процесса в системах автоматического регулирования, то требования к точности могут быть значительно снижены: отклонение выходной характеристики от линейности может быть допущено до 2—4%. Если же тахогенераторы применяются в качестве дифференцирующих элементов в счетно-решающих устройствах, то точность должна быть во много раз больше. Часто отклонения от линейности допускаются в пределах десятых и даже сотых долей процента от наибольшей величины.



Фиг. XV. 21. Принцип работы теплочувствительных магнитных шунтов.

Линейность характеристик тахогенератора проверяется при номинальных данных путем изменения числа оборотов ротора от нуля до максимальной скорости вращения. В этом случае напряжение, снимаемое с якоря, должно изменяться пропорционально скорости вращения с точностью до $\pm 1\%$ от номинального напряжения, получаемого при номинальной скорости. Точность тахогенератора проверяется при вращении якоря в обе стороны.

Схема с двумя тахогенераторами для получения сигнала, пропорционального производной рассогласования. Для улучшения динамических свойств следящих систем часто требуется, чтобы сигнал был пропорционален производной от ошибки слежения. Подобный сигнал не увеличивает ошибки слежения в установившемся состоянии. Данный способ стабилизации системы может быть осуществлен следующим образом. Два тахогенератора, механически связанных с командной и исполнительной осями, включаются навстречу один другому (фиг. XV. 22). Тахогенератор $ТГ_1$ получает вращательное движение со входа системы $\theta_{вх}$, а тахогенератор $ТГ_2$ — от выходного вала.

Якоря тахогенераторов включаются навстречу один другому таким образом, что э. д. с. тахогенераторов при равенстве скоростей на входе и выходе системы и при одинаковых параметрах тахогенераторов компенсируется и не влияет на величину ошибки слежения. В этом случае выходное напряжение схемы будет равно

$$U_c = U_{T1} - U_{T2},$$

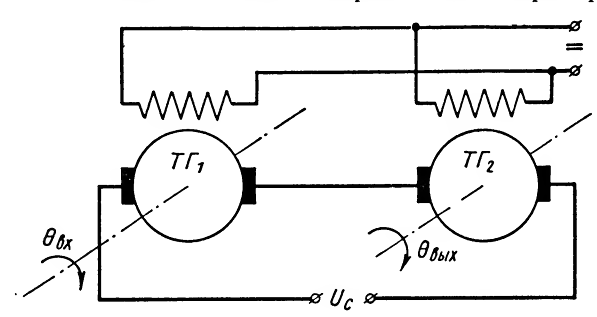
где

$$U_{T1} = k_{T1}\Omega = k_{T1}\frac{d\theta_{вх}}{dt}$$

напряжение, снимаемое с выхода первого тахогенератора;

$$U_{T2} = k_{T2}\Omega = k_{T2}\frac{d\theta_{вых}}{dt}$$

напряжение, снймаемое с выхода второго тахогенератора.



Фиг. XV. 22. Схема с двумя тахогенераторами для получения сигнала, пропорционального производной рассогласования.

Если крутизна тахогенераторов одинакова, $k_{T1} = k_{T2} = k_T$, то

$$U_c = k_T\frac{d\theta_{вх}}{dt} - k_T\frac{d\theta_{вых}}{dt} = k_T\frac{d}{dt}(\theta_{вх} - \theta_{вых}),$$

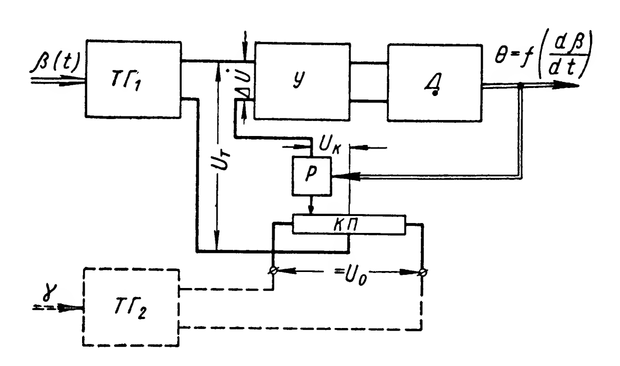
или

$$U_c = k_T\frac{d\theta}{dt}, \qquad (XV. 56)$$

где $\theta = \theta_{вх} - \theta_{вых}$ — ошибка в слежении.

Таким образом, мгновенное значение выходного напряжения схемы пропорционально первой производной рассогласования. Особенно высокие требования в таких схемах предъявляются к идентичности характеристик тахогенераторов. Для регулировки характеристик служат сопротивления, включенные в цепь возбуждения машины. Если же выхсдное напряжение тахогенераторов подается на потенциометры, а сигнал ошибки снимается с них, то регулировка осуществляется с помощью потенциометров. Следует отметить, что даже при одинаковых характеристиках и синхронном вращении входной и выходной осей выходное напряжение U_c отличается от нуля. Причина этого — высшие гармоники в кривой э. д. с. тахогенераторов, обусловленные коллекторными пульсациями и пульсациями магнитных потоков машин, возникающих вследствие наличия пазов на поверхности якорей. Для того чтобы высшие гармоники не попадали на вход усилителя, ставится специальный фильтр.

Электромеханическое дифференцирование и интегрирование при помощи тахогенераторов. В некоторых схемах электромеханического дифференцирования и интегрирования в качестве дифференцирующего элемента должен быть применен тахогенератор постоянного тока. Чаще всего в этих схемах применяются асинхронные тахогенераторы, так как они характеризуются большей точностью, а точность работы электромеханической схемы дифференцирования и интегрирования определяется точностью самого тахометрического элемента. При дифференцировании для повышения точности применяется компенсационная схема (фиг. XV. 23), которая состоит



Фиг. XV. 23. Компенсационная схема для дифференцирования механически заданной величины.

из тахогенераторов $ТГ_1$ и $ТГ_2$, исполнительного двигателя *Д*, усилителя *У*, компенсирующего потенциометра *КП* и редуктора *Р*.

По такой схеме тахогенератор работает фактически без нагрузки, так как компенсационная схема тока не потребляет. С тахогенератора снимается напряжение

$$U_T = k_T \frac{d\beta}{dt}.$$

Навстречу этому напряжению поступает напряжение с компенсирующего потенциометра

$$U_к = k_п l,$$

где l — перемещение движка потенциометра. Разность этих напряжений $\Delta U = U_T - U_к$ поступает на вход усилителя *У* и отрабатывается исполнительным двигателем *Д* в виде угла поворота θ. Перемещение движка компенсирующего потенциометра связано с углом поворота вала двигателя зависимостью $l = N\theta$, где N — передаточное отношение редуктора. В момент полной компенсации, что возможно при $\frac{d\beta}{dt} = \text{const}$,

$$U_T - U_к = 0,$$

т. е.

$$k_T \frac{d\beta}{dt} - k_n N\theta = 0;$$

отсюда

$$\theta = \frac{k_T}{k_n'} \cdot \frac{d\beta}{dt}, \qquad (XV. 57)$$

где $k_n' = k_n N$.

Таким образом, скорость изменения величины β воспроизводится в виде механической величины — угла поворота вала исполнительного двигателя. Передаточная функция системы в идеальном случае имеет вид

$$\Phi(s) = \frac{\theta(s)}{\beta(s)} = \frac{k_T}{k_n'} s. \qquad (XV. 58)$$

При непрерывном изменении $\frac{d\beta}{dt}$ следящая система воспроизводит эту скорость в виде непрерывно меняющегося угла поворота θ. При этом, однако, возникает ошибка, обусловленная динамическими характеристиками следящей системы. Передаточная функция реальной системы определяется по формуле

$$\Phi(s) = \frac{\theta(s)}{\beta(s)} = \frac{k_T k_y k_{\partial в} s}{s(Ts+1) + k_y k_{\partial в} k_n'}, \qquad (XV. 59)$$

где k_y — коэффициент усиления усилителя в *в/в*;

$k_{\partial в}$ — коэффициент усиления двигателя по скорости в *рад/сек в*.

Выражение (XV. 59) может быть представлено в виде

$$\Phi(s) = \frac{\theta(s)}{\beta(s)} = \frac{k_T}{k_n'} s \frac{1}{\frac{T}{k} s^2 + \frac{1}{k} s + 1}, \qquad (XV. 60)$$

где $k = k_y \quad k_{\partial в} k_n'$.

Уравнение (XV. 60) показывает, что компенсирующая схема отражает производную от входного сигнала β лишь приближенно, с отставанием, определяемым знаменателем передаточной функции. При дифференцировании выходная величина сдвигается по фазе по отношению к входной в сторону опережения на $\frac{\pi}{2}$. Колебательное звено также вносит отставание по фазе и тем самым значительно ослабляет эффект дифференцирования. Для уменьшения отставания по фазе необходимо повышать коэффициент усиления системы по прямой цепи, т. е. увеличивать значение $k_y k_{\partial в}$. В предельном случае, когда $k_y k_{\partial в} \to \infty$ передаточная функция $\Phi(s) = \frac{\theta(s)}{\beta(s)} = \frac{k_T}{k_n'} s$ соответствует идеальному дифференцирующему звену.

Компенсационная схема со следящей системой для отработки дифференцируемой величины обеспечивает высокую точность (до 0,1%), однако она усложняет схему дифференцирования. Данная

схема может быть использована для дифференцирования заданной величины β не только по времени t, но и по любому другому аргументу (например, γ). Для этого в схему для питания компенсационного потенциометра включается второй тахогенератор $ТГ_2$, величина поворота вала которого пропорциональна γ.

На вход усилителя в этом случае подается сигнал $\Delta U = U_{TI} - U_k$, где

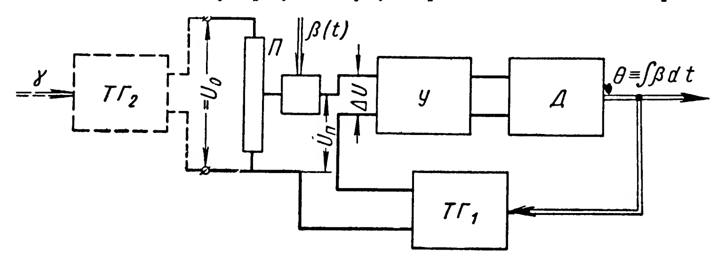
$$U_{T1} = k_{T1}\frac{d\beta}{dt}, \qquad U_к = k_{T2}\frac{d\gamma}{dt},$$

k_{T1} и k_{T2} — коэффициенты, относящиеся к первому и второму тахогенераторам.

В момент компенсации $\Delta U = 0$ и $U_{T1} = U_к$; отсюда

$$\theta = \frac{k_{T1}}{k_{T2}k_n'}\cdot\frac{d\beta}{dt}, \qquad \text{(XV. 61)}$$

т. е. выходная величина θ пропорциональна производной от входной величины β по заданному аргументу γ. Представленная на фиг. XV. 24



Фиг. XV. 24. Схема интегрирующей следящей системы.

система *электромеханического интегрирования*, называемая также *интегрирующей* или *скоростной следящей системой*, состоит из линейного или функционального потенциометра *П*, усилителя *У*, исполнительного двигателя *Д* и тахогенератора *ТГ*, механически связанного с валом двигателя и осуществляющего обратную связь по производной.

Подлежащая интегрированию входная величина $\beta(t)$ поступает в виде перемещения движка потенциометра, с которого снимается напряжение U_n, пропорциональное $\beta(t)$. Это напряжение сравнивается с напряжением тахогенератора U_T. Разность $\Delta U = U_n - U_T$ подается на вход усилителя и после усиления поступает на вход исполнительного элемента (двигателя *Д*). Скорость вала двигателя автоматически регулируется таким образом, чтобы скомпенсировать входное напряжение:

$$\Delta U = U_n - U_T \approx 0.$$

Когда система работает, полной компенсации не происходит, но если сделать коэффициент усиления усилителя k_y достаточно большим, то практически можно считать, что $\Delta U \approx 0$ и, следователь-

но, $U_n = U_T$. Но так как напряжение тахогенератора U_n пропорционально скорости вращения выходного вала, а величина U_n — интегрируемой величине $U_n = k_n\beta(t)$, то

$$k_n\beta(t) = k_T \frac{d\theta}{dt},$$

или

$$\theta = \frac{k_n}{k_T}\int \beta\, dt, \qquad \text{(XV. 62)}$$

где θ — угол поворота вала двигателя;
k_n — коэффициенг пропорциональности между перемещением движка потенциометра и значением U_n.

Передаточная функция системы в идеальном случае имеет вид

$$\Phi(s) = \frac{\theta(s)}{\beta(s)} = \frac{k_n}{k_T s}. \qquad \text{(XV. 63)}$$

В рассматриваемом случае на вход системы подается величина $\beta(t)$, заданная механически. Интеграл по времени также воспроизводится в виде механической величины, пропорциональной углу поворота вала двигателя. Если входная величина задана в виде электрического напряжения $U_{вх}(t)$, то для получения ее интеграла по времени, значение $U_{вх}(t)$ можно подать на потенциометр (при закрепленном движке) или на первый каскад усилителя, где входное напряжение сравнивается с выходным напряжением тахогенератора. Для получения выходной величины в виде электрического напряжения вал двигателя через редуктор соединяют с отрабатывающим потенциометром, с которого снимается напряжение $U_{вых}(t)$, пропорциональное интегралу от входной величины:

$$U_{вых}(t) = k''\theta = \frac{k_n k''_n}{k_T}\int \beta\, dt = \frac{k''_n}{k_T}\int U_{вх}(t)\, dt, \qquad \text{(XV. 64)}$$

где k''_n — коэффициент пропорциональности между напряжением и перемещением движка отрабатывающего потенциометра.

Передаточная функция замкнутой интегрирующей системы относительно угла поворота вала двигателя определяется формулой

$$\Phi(s) = \frac{\theta(s)}{\beta(s)} = \frac{k_{дв}k_y k_n}{s(1 + k_y k_{дв} k_T)\left(\frac{Ts}{1 + k_y k_{дв} k_T} + 1\right)}, \qquad \text{(XV. 65)}$$

где $k_{дв}$ — коэффициент усиления двигателя по скорости в *рад/сек в*;
k_y — коэффициент усиления усилителя в *в/в*;
T — электромеханическая постоянная времени двигателя в сек.

Если в качестве входной величины рассматривать $U_n = k_n\beta$, то передаточная функция замкнутой системы относительно скорости дви-

гателя будет равна

$$\Phi(s) = \frac{U_T(s)}{U_n(s)} = \frac{k_{\partial в} k_y k_T}{(1 + k_{\partial в} k_y k_T)\left(\frac{Ts}{1 + k_{\partial в} k_y k_T} + 1\right)} \qquad (XV.66)$$

или

$$\Phi(s) = \frac{U_T(s)}{U_n(s)} = \frac{K}{(1 + k)\left(\frac{Ts}{1 + K} + 1\right)}, \qquad (XV.67)$$

где $k = k_{\partial в} k_y k_T$.

Переходный процесс в системе определяется выражением

$$U_T(t) = \frac{U_n K}{1 + K}\left(1 - e^{-\frac{t}{\frac{T}{1+K}}}\right), \qquad (XV.68)$$

а ошибка в установившемся состоянии (при $t \to \infty$) уменьшается с увеличением коэффициента усиления по прямой цепи;

$$\delta = \frac{U_n - U_T}{U_n} = \frac{1}{1 + K} = \frac{1}{1 + k_{\partial в} k_y k_T}.$$

Ошибка в интегрировании может быть найдена, если передаточную функцию системы представить в виде

$$\Phi(s) = \frac{\theta(s)}{\beta(s)} = \frac{k_{\partial в} k_y k_n}{1 + k_{\partial в} k_y k_T} \cdot \frac{1}{s} - \frac{k_{\partial в} k_y k_n T}{(1 + k_{\partial в} k_y k_T)^2} \times$$

$$\times \frac{1}{\left(\frac{Ts}{1 + k_{\partial в} k_y k_T} + 1\right)}. \qquad (XV.69)$$

Первый член в правой части характеризует величину, пропорциональную интегралу от входного сигнала, а второй — ошибку в интегрировании. Из уравнения (XV. 69) следует, что ошибка уменьшается с увеличением коэффициента усиления системы по прямой цепи. В предельном случае, когда $k_{\partial в} k_y \to \infty$, передаточная функция системы $\Phi(s) = \frac{\theta(s)}{\beta(s)} = \frac{k_n}{k_T s}$ соответствует идеальному интегрирующему звену.

С помощью задающего функционального потенциометра на выходе системы получим интеграл от заданной функции $f(\beta)$, т. е.

$$\theta = \frac{k_n}{k_T} \int f(\beta)\,dt. \qquad (XV.70)$$

Интегрирующая следящая система дает возможность выполнять интегрирование по аргументу, отличному от времени (например, по аргументу γ). Для этого применяется второй тахогенератор,

вырабатывающий напряжение $U_\gamma = k_{T2}\frac{d\gamma}{dt}$ для питания задающего потенциометра, на перемещение движка которого вводится интегрируемая величина.

Выходное напряжение потенциометра определяется по формуле

$$U_n = k_n\beta U_\gamma = k_n k_{T2}\beta\frac{d\gamma}{dt}. \qquad (XV.71)$$

В процессе работы системы это напряжение почти полностью компенсируется напряжением отрабатывающего тахогенератора:

$$U_n \approx U_{T1}$$

или

$$k_n k_{T2}\beta\frac{d\gamma}{dt} = k_{T1}\frac{d\theta}{dt},$$

откуда

$$\theta = \frac{k_n k_{T2}}{K_{k1}}\int\limits_{\gamma_0}^{\gamma}\beta\, d\gamma. \qquad (XV.72)$$

Выходная величина, таким образом, пропорциональна интегралу от входной величины по аргументу γ.

Предположим, что вал двигателя следящей системы через редуктор соединен с движком потенциометра, а напряжение потенциометра подается на вход второй интегрирующей следящей системы. В этом случае исполнительный двигатель второй следящей системы в установившемся состоянии отрабатывает двойной интеграл по времени от подлежащей интегрированию входной величины β или ее функции.

$$\theta_2 = \frac{k_{n1}k_{n2}}{k_{T1}k_{T2}}\iint\beta\, dt^2. \qquad (XV.73)$$

Если на дающий и отрабатывающий потенциометры подавать напряжение с двух тахогенераторов, валы которых вращаются пропорционально аргументу γ, то можно получить двукратный интеграл величины β по аргументу γ.

Интегрирующая следящая система обеспечивает достаточную точность интегрирования при большом коэффициенте усиления системы по прямой цепи. Пределы изменения скоростей и ускорения входных сигналов в этом случае не должны превышать скоростей и ускорений, которые способна отработать система. Схемы электромеханического дифференцирования и интегрирования обладают рядом преимуществ по сравнению с чисто электрическими схемами. Они дают возможность дифференцировать и интегрировать функции, непрерывно меняющиеся в течение любого интервала времени по любому независимому переменному (а не только по времени). Кроме того, применение компенсационных схем обусловливает сравнительно высокую точность (до 0,1%) определения выходной величины.

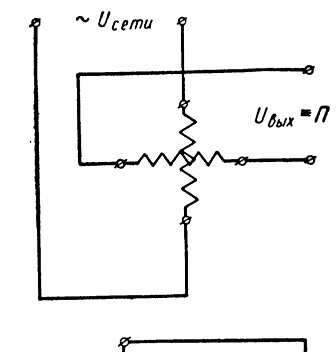
Следует, однако, отметить, что схемы электромеханического дифференцирования и интегрирования очень сложны, громоздки и включают большое количество вспомогательных элементов. Скорость и ускорение входного сигнала зависит от динамических

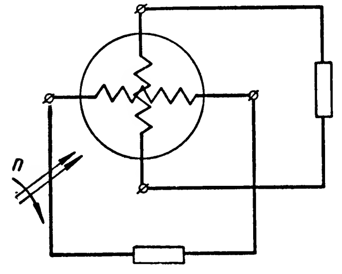
характеристик следящей системы. Поэтому расчет электромеханических схем дифференцирования и интегрирования основан на выборе типа следящей системы и определении ее качества.

Магнитоэлектрические тахогенераторы (их также называют «тахо-динамо») часто применяются в индикаторных схемах, где используется основное преимущество этих приборов — способность работать без постороннего источника питания. Якорь тахогенератора иногда соединяется с испытуемым валом через редуктор. Функции измерителя выполняет магнитоэлектрический вольтметр, приключенный к щеткам генератора и градуированный непосредственно в оборотах в минуту. Применение в качестве индикатора магнитоэлектрического вольтметра объясняется простотой его конструкции и высокой точностью работы.

4. АСИНХРОННЫЙ ТАХОГЕНЕРАТОР

В электромеханических вычислительных устройствах переменного тока, в которых величины изображаются либо в виде пропорциональных им углов поворота некоторых валиков, либо в виде пропорциональных им амплитудных значений переменного напряжения некоторой заданной (несущей) частоты, применяется асинхронный тахогенератор. Этот прибор вырабатывает переменное напряжение с амплитудой, пропорциональной питающему напряжению, а также производной от угла поворота ротора, т. е. скорости вращения ротора.



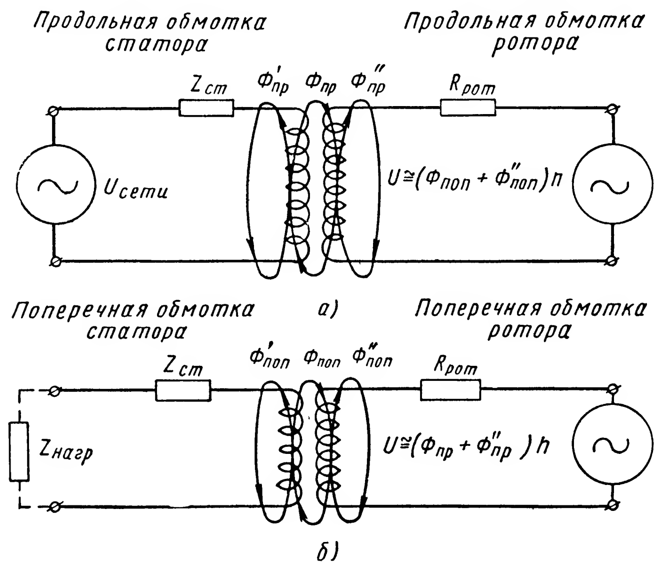


Фиг. XV. 25. Принципиальная схема асинхронного тахогенератора.

Таким образом, асинхронный тахогенератор АТ выполняет в схемах переменного тока роль дифференцирующего прибора.

Входная (дифференцирумая) величина подается на ротор тахогенератора в виде пропорционального ей угла поворота ротора. Результат дифференцирования вырабатывается в виде переменного напряжения, пропорционального по амплитуде производной от входной величины. Принципиально асинхронный тахогенератор может быть выполнен в виде асинхронной машины с двумя обмотками на статоре, сдвинутыми одна относительно другой на 90 электрических градусов, и с двумя симметрично нагруженными роторными обмотками. Одна из статорных обмоток (обмотка возбуждения) подключается к сети переменного тока, а другая (квадратурная) выполняет функции источника выходного напряжения, пропорционального скорости вращения ротора (фиг. XV. 25).

Рассмотрим кратко принцип работы асинхронного тахогенератора. Для упрощения анализа заменим ротор с симметрично нагруженными обмотками эквивалентным ротором с двумя взаимно перпендикулярными обмотками, оси которых в любой момент времени, независимо от мгновенного положения ротора, совпадают с осями статорных обмоток. Обмотка возбуждения и продольная обмотка ротора (фиг. XV. 26, *а*) пронизываются общим магнитным потоком $\Phi_{пр}$.



Фиг. XV. 26. Схемы обмоток асинхронного тахогенератора:

а — схема статорной обмотки возбуждения и продольной обмотки ротора; *б* — схема трансформаторной связи поперечной обмотки ротора АТ и квадратурной статорной обмотки.

Кроме того, обмотка возбуждения пронизывается потоком рассеяния $\Phi'_{пр}$, а продольная обмотка ротора — потоком рассеяния — $\Phi''_{пр}$. Обмотка возбуждения подключена к питающей сети переменного тока. В цепи продольной обмотки ротора при его вращении наводится переменная э. д. с., пропорциональная произведению поперечного потока тахогенератора на скорость вращения ротора.

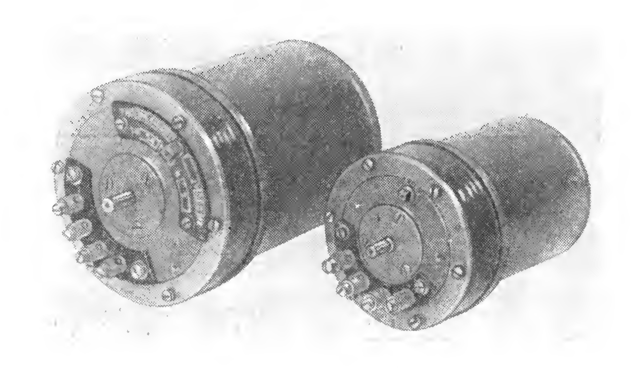
На фиг. (XV. 26, *б*) изображена трансформаторная связь поперечной обмотки ротора и квадратурной статорной обмотки, оси которых совпадают с поперечной осью АТ. В поперечной обмотке ротора, которую можно рассматривать как первичную обмотку трансформатора, потоком, пронизывающим ротор вдоль продольной оси и равным сумме $(\Phi_{пр} + \Phi''_{пр})$, при вращении ротора наводится э. д. с., пропорциональная произведению

$$(\Phi_{пр} + \Phi''_{пр})\, n. \qquad \text{(XV. 74)}$$

Если ротор неподвижен, то э. д. с. вращения обращается в нуль, вследствие чего связь между продольной и поперечной осями тахо-

генератора нарушается, а напряжение, наводимое в квадратурной обмотке, должно равняться нулю. Однако практически в результате неизбежной электрической и магнитной асимметрии непосредственная трансформаторная связь между продольными и поперечными обмотками тахогенератора в какой-то степени сохраняется. Напряжение, наводимое в квадратурной обмотке при неподвижном роторе, является одним из основных источников погрешностей асинхронного тахогенератора, как счетно-решающего элемента.

Для того чтобы э. д. с., наводимая в квадратурной обмотке статора при вращении ротора, была строго пропорциональна скорости



Фиг. XV. 27. Асинхронный тахогенератор с ротором, вращающимся в воздушном зазоре между внешним статором и внутренним сердечником.

вращения ротора, необходимо, чтобы суммарный поток ($\Phi_{пр} + \Phi''_{пр}$) не зависел от скорости вращения ротора. Между тем по ряду причин это условие не выполняется. Во-первых, поток рассеяния роторной обмотки $\Phi''_{пр}$, проходящий по продольной обмотке ротора, имеет составляющую пропорциональную произведению $(\Phi_{поп} + \Phi''_{поп})n$, а это произведение, в свою очередь, приблизительно пропорционально n^2. Наличие сопротивления Z_u в цепи обмотки возбуждения обусловливает зависимость величины продольного потока $\Phi_{пр}$ не только от питающего напряжения, но и от э. д. с. вращения, наводимой в продольной обмотке ротора.

Рассмотрим идеальный асинхронный тахогенератор, в котором омическое сопротивление и реактивное сопротивление рассеяния обмотки возбуждения равны нулю, а сопротивление ротора чисто активное. Электродвижущая сила, наводимая в квадратурной обмотке, строго пропорциональна скорости вращения ротора. Перечисленные сопротивления необходимо всемерно уменьшать, что определяет ряд конструктивных особенностей асинхронного тахогенератора. В частности, с целью уменьшения реактивного сопротивления рассеяния ротор выполняется в виде тонкостенного стакана,

вращающегося в воздушном зазоре между внешним статором и внутренним сердечником.

Асинхронный тахогенератор (фиг. XV. 27), может вырабатывать э. д. с., пропорциональную скорости вращения ротора в ограниченных пределах изменения этой скорости (приблизительно до 0,25—0,5 синхронной скорости вращения).

Кратко рассмотрим, какими факторами определяется стабильность характеристик тахогенератора. Если в эквивалентной схеме поперечной цепи (фиг. XV. 26, *б*) пренебречь омическим сопротивлением и реактивным сопротивлением рассеяния обмотки возбуждения, а также реактивным сопротивлением ротора, существенно не влияющими на окончательный результат, то нетрудно получить следующее выражение для э. д. с., наводимой в квадратурной обмотке статора:

$$\frac{\Phi_{np} n j 2\pi f L}{R_p + j2\pi f L}. \qquad \text{(XV. 75)}$$

Поток Φ_{np} обратно пропорционален частоте сети f и отстает по фазе от напряжения сети приблизительно на 90°:

$$\Phi_{np} \equiv -j\frac{U_{сети}}{f}. \qquad \text{(XV. 76)}$$

Следовательно, э. д. с., наводимая в квадратурной обмотке, пропорциональна выражению,

$$\frac{U_{сети} 2\pi L}{R_p + j2\pi f L} n. \qquad \text{(XV. 77)}$$

показывающему, что выходное напряжение расходится по фазе с напряжением сети.

Введем понятие комплексной крутизны характеристики $\overline{K}$ тахогенератора:

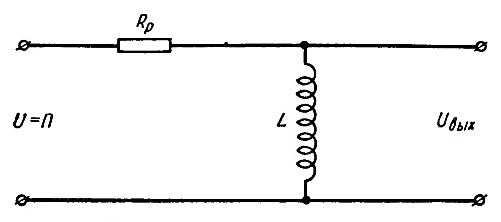
$$\overline{K} = \frac{\left(\frac{U_{вых}}{U_{сети}}\right)}{n} = 2\pi\frac{L}{R}\cdot\frac{1}{1 + j2\pi f\frac{L}{R_p}}. \qquad \text{(XV. 78)}$$

Коэффициент $\overline{K}$ определяет по модулю и фазе выходное напряжение тахогенератора, приходящееся на единицу скорости вращения ротора. При изменении окружающей температуры и при нагреве прибора в процессе работы коэффициент $\overline{K}$ меняется главным образом вследствие зависимости R_p от температуры. Для повышения температурной стабильности коэффициента $\overline{K}$ необходимо правильно выбрать материал для изготовления ротора.

При изменении частоты питающего напряжения коэффициент меняется так же, как и передаточная функция апериодического звена с постоянной времени $T = \frac{L}{R_p}$ (фиг. XV. 28).

Тахометрический привод с асинхронным тахогенератором выполняет в электромеханических вычислительных устройствах перемен-

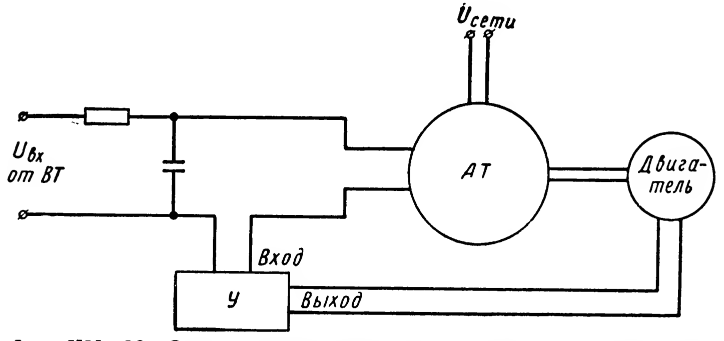
ного тока функции интегрирования. Входной (интегрируемой) величиной является переменное напряжение, вырабатываемое вращающимся трансформатором или системой вращающихся трансформаторов. Выходной величиной, пропорциональной интегралу, яв-



Фиг. XV. 28. Апериодическое звено с постоянной времени $T=\frac{L}{R_p}$.

ляется угол поворота тахогенератора AT, автоматически компенсирующего входное напряжение (фиг. XV. 29).

Входное напряжение, вырабатываемое этим тахогенератором, и напряжение обратной связи, вырабатываемое асинхронным тахо-



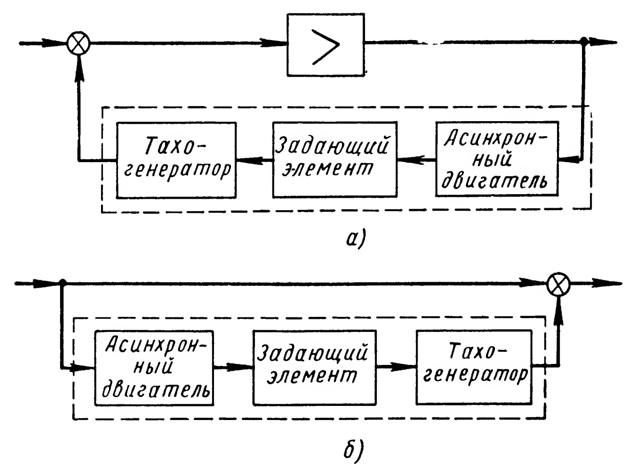
Фиг. XV. 29. Схема тахометрического привода с асинхронным тахогенератором.

генератором AT, должны быть согласованы по фазе. Это достигается при помощи интегрирующего контура RC на выходе вращающегося трансформатора BT, постоянная времени которого равна постоянной времени тахогенератора AT. В этом случае сдвиг фаз на выходе трансформатора BT совместно с контуром, а также зависимость модуля и фазы коэффициента $\overline{K}$ от частоты питающего напряжения будут такие же, как и у тахогенератора AT, вследствие чего частотная погрешность тахогенератора AT будет скомпенсирована.

5. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ КОРРЕКТИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Ниже рассматриваются электромеханические устройства, применяемые для преобразования сигналов переменного тока с целью коррекции динамических свойств систем автоматического регули-

рования. Сигнал переменного тока представляет собой переменное напряжение несущей частоты, модулированное по амплитуде. Задача корректирующего устройства состоит в том, чтобы преобразовать (например, приближенно продифференцировать или проинтегрировать) огибающую этого напряжения. Работа электромеханических корректирующих устройств не зависит от колебаний несущей частоты, и в этом их большое преимущество перед пассивными контурами. Корректирующие устройства могут успешно применяться в тех случаях, когда частота источника питания колеблется в широких пределах.



Фиг. XV. 30. Схемы электромеханических корректирующих устройств:

а — с обратной отрицательной связью; *б* — с прямой отрицательной связью.

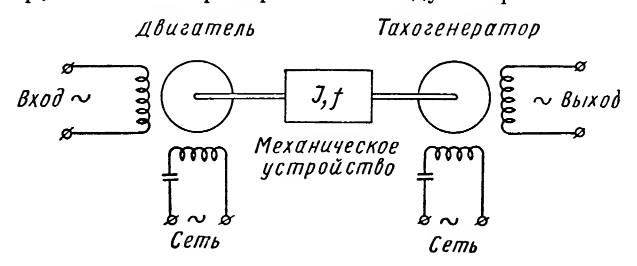
Структурные схемы и характеристики. По характеру расположения элементов в схеме различают электромеханические корректирующие устройства с обратной отрицательной связью (фиг. XV. 30, *а*) и с прямой отрицательной связью (фиг. XV. 30, *б*).

Кроме усилителя и суммирующих элементов, изображенных обычным образом, имеется двухфазный асинхронный двигатель и тахогенератор переменного тока. На общем валу двигателя и тахогенератора может располагаться механическое устройство, служащее для задания определенных значений момента инерции J и коэффициента демпфирования f системы двигатель — тахогенератор. Если такое устройство отсутствует, то значения J и f характеризуют момент инерции вращающихся масс двигателя и тахогенератора и коэффициент их вязкого трения.

Принцип действия системы двигатель — генератор (на фиг. XV. 30 эта система обведена пунктиром) состоит в следующем (фиг. XV. 31). Сигнал переменного тока поступает на управляющую обмотку двухфазного двигателя, вращающий момент, а следовательно, и скорость которого изменяются в соответствии с изменением огибающей

входного сигнала. Так как ротор тахогенератора жестко связан с валом двигателя, то выходное напряжение тахогенератора представляет собой напряжение переменного тока, модулированное по амплитуде, соответствующей скорости вращения ротора.

Таким образом, двухфазный двигатель можно рассматривать как демодулятор, а тахогенератор — как модулятор.



Фиг. XV. 31. Электромеханический элемент корректирующего устройства.

Уравнения динамики элементов, из которых состоит устройство, представленное на фиг. XV. 30, можно записать следующим образом:

уравнение суммирующего элемента

$$U_1(s) - U(s) = U_\varepsilon(s)\,^*; \qquad (XV.79)$$

уравнение усилителя

$$U_2 = K_y U_\varepsilon; \qquad (XV.80)$$

уравнение двигателя (в первом приближении) с учетом всех элементов на его валу

$$(Js^2 + fs)\,x = K_{\partial в} U_2; \qquad (XV.81)$$

уравнение генератора

$$U = K_г s x. \qquad (XV.82)$$

При совместном решении данной системы уравнений получается следующее выражение передаточной функции электромеханического корректирующего элемента:

$$KW(s) = KK_y \frac{1 + \tau s}{1 + K\tau s}, \qquad (XV.83)$$

где

$$K = \frac{f}{f + K_y K_г K_{\partial в}} \quad \text{и} \quad \tau = \frac{F}{f}.$$

Если $K \ll 1$ (этого всегда можно достичь, варьируя передаточный коэффициент K_y), то на выходе рассматриваемого корректиру-

---

[1] В дальнейшем функции, преобразованные по Лапласу, будут записываться без комплексной переменной s. Например, вместо $U(s)$ будем писать U.

ющего устройства образуется сигнал, приблизительно равный сумме входного сигнала и первой производной по времени от входного сигнала. Такое устройство будем называть *дифференцирующим электромеханическим корректирующим элементом первого порядка с обратной отрицательной связью.*

Выражение для передаточной функции (XV. 83), а следовательно, и частотные характеристики рассматриваемого устройства аналогичны выражению для передаточной функции и характеристикам корректирующих элементов с промежуточной демодуляцией сигнала переменного тока.

Постоянную времени τ электромеханического устройства можно увеличивать практически беспредельно, соответствующим образом изменяя момент инерции и коэффициент демпфирования. Минимальное значение τ ограничено величиной вращающихся масс и вязким трением системы двигатель — генератор.

Если в устройстве, схема которого показана на фиг. XV. 30, *а*, заменить генератор переменного тока обычным индукционным датчиком, а задающий элемент снабдить электрической пружиной с жесткостью K_n, то получим *электромеханический корректирующий элемент второго порядка с обратной отрицательной связью.* Уравнения измерительного элемента и усилителя в этом случае не меняются, а уравнение двигателя с нагрузкой[1] ввиду изменения характера нагрузки будет иметь вид

$$(Js^2 + fs + K_n)\,x = K_{\partial в} U_2. \qquad \text{(XV. 84)}$$

Вместо уравнения генератора запишем уравнение индукционного датчика:

$$U = K_\partial x, \qquad \text{(XV.85)}$$

где K_∂ — передаточный коэффициент датчика.

При совместном решении уравнений (XV. 79), (XV. 80), (XV. 84) и (XV. 85) получим выражение передаточной функции:

$$KW(s) = K_y \frac{Js^2 + fs + K_n}{Js^2 + fs + K_n + K_y K_{\partial в} K_\partial}. \qquad \text{(XV. 86)}$$

После некоторых преобразований, получим

$$KW(s) = K_y K \frac{\tau^2 s^2 + 2\varsigma\tau s + 1}{K\tau^2 s^2 + 2\varsigma K\tau s + 1}, \qquad \text{(XV. 87)}$$

где

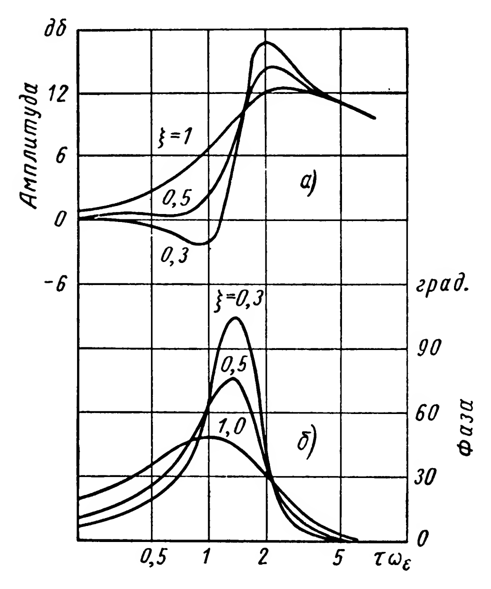
$$K = \frac{K_n}{K_n + K_y K_{\partial в} K_\partial}; \quad \tau = \sqrt{\frac{J}{K_n}};$$

$\varsigma = \frac{f}{2K_n}\sqrt{\frac{K_n}{J}}$ — относительный коэффициент демпфирования.

---

[1] В данном случае двигатель работает как моментный.

Если $K \ll 1$, то характеристики данного корректирующего устройства в определенном диапазоне частот близки к характеристикам дифференцирующего звена второго порядка. На выходе такого устройства образуется сигнал, представляющий собой сумму трех слагаемых: пропорционального входному сигналу, пропорционального первой его производной и пропорционального второй производной по времени от входного сигнала.



Фиг. XV. 32. Частотные характеристики электромеханического корректирующего устройства второго порядка.

Логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики рассматриваемых корректирующих устройств (фиг. XV. 32) показывают, что реальные устройства при некоторых соотношениях параметров могут создавать положительное фазовое опережение до 90° и более.

Перейдем к рассмотрению **электромеханических корректирующих устройств переменного тока с прямой отрицательной связью.** Передаточную функцию и частотные характеристики устройств получим при рассмотрении следующей системы уравнений его элементов:

уравнение суммирующего элемента

$$U_2 = U_1 - U; \qquad \text{(XV.88)}$$

уравнение усилителя

$$U_3 = K_y U_1; \qquad \text{(XV.89)}$$

уравнение двигателя с нагрузкой

$$(Js^2 + fs)\,x = K_{\partial в} U_3; \qquad \text{(XV.90)}$$

уравнение генератора

$$U = K_г s x.$$

При совместном решении полученной таким образом системы уравнений получается выражение передаточной функции:

$$KW(s) = \frac{Js + f - K_г K_{\partial в} K_y}{Js + f}. \qquad \text{(XV.91)}$$

После некоторых преобразований получим

$$KW(s) = K\frac{1+\tau s}{1+K\tau s}, \qquad (XV.92)$$

где

$$K = 1 - \frac{K\,K_{\partial в}K_y}{f}.$$

Таким образом, получена передаточная функция вида (XV. 83) и, следовательно, данное устройство является электромеханическим корректирующим элементом первого порядка.

Постоянная времени τ рассматриваемого устройства в $\frac{1}{K}$ раз больше постоянной времени электромеханического элемента, схема которого представлена на фиг. XV. 30, *а*. Ввиду этого применение данного корректирующего элемента может быть в некоторых случаях ограничено.

Если в схему, изображенную на фиг. XV. 30, *б*, вместо двухфазного двигателя, генератора и задающего элемента включить, соответственно, моментный двигатель, индукционный датчик и устройство с электрической пружиной, то схема будет соответствовать электромеханическому устройству второго порядка с прямой отрицательной связью. В этом случае уравнения суммирующего элемента, усилителя и индукционного датчика останутся без изменений, а уравнение двигателя записывается следующим образом:

$$(Js^2 + fs + K_n)\,x = K_{\partial в}U_з.$$

Решая это уравнение совместно с уравнениями (XV. 88), (XV. 89) и (XV. 85), получим

$$KW(s) = \frac{Js^2 + fs + K_n - K_\partial K_{\partial в}K_y}{Js^2 + fs + K_n}.$$

Введя обозначения:

$$K = 1 - \frac{K_\partial K_{\partial в}K_y}{K_n}; \qquad \tau = \sqrt{\frac{J}{K_n - K_\partial K_{\partial в}K_y}}$$

и

$$\varsigma = \frac{f}{2\sqrt{\tau(K_n - K_\partial K_{\partial в}K_y)}},$$

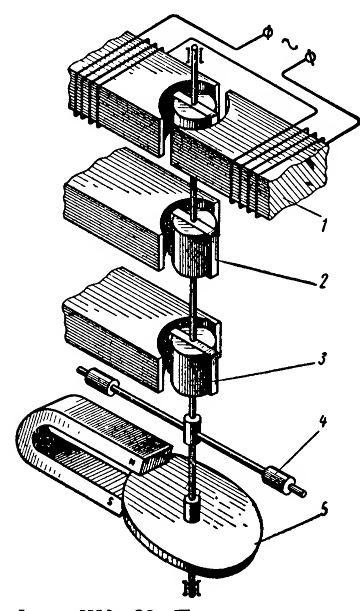
после некоторых преобразований получим выражение передаточной функции электромеханического корректирующего элемента второго порядка с прямой отрицательной связью:

$$KW(s) = K\frac{\tau^2 s^2 + 2\xi\tau s + 1}{K\tau^2 s^2 + 2\xi K\tau s + 1}. \qquad (XV.9$$

Полученное выражение полностью аналогично уравнению передаточной функции (XV. 87).

Принципиальная схема, расчет и конструкция электромеханических корректирующих элементов. В электромеханическом корректирующем устройстве первого порядка используются стандартные элементы двигатель и тахогенератор как переменного, так и постоянного тока.

В состав электромеханического корректирующего устройства второго порядка (фиг. XV. 33) входят: моментная рамка *1* (моментный двигатель), создающая крутящий момент, пропорциональный приложенному к ней напряжению; электрическая пружина *2*, создающая противодействующий крутящий момент, уравновешивающий моментную рамку; индукционный датчик *3*, вырабатывающий выходное напряжение, величина которого пропорциональна углу поворота подвижной системы; устройство *4* для изменения момента инерции; демпфирующий элемент *5* для изменения коэффициента демпфирования.



Фиг. XV. 33. Принципиальная схема электромеханического корректирующего устройства второго порядка.

При расчете корректирующего устройства исходными являются параметры, определяемые из условий синтеза корректирующего устройства. Предположим, что в результате синтеза корректирующее устройство должно вводить в систему корректирующий эффект в диапазоне сопрягающих частот ω_1 и ω_2 *. В этом случае постоянные времени числителя и знаменателя передаточной функции (XV. 87) определяются выражениями

$$\tau = \frac{1}{\omega_1}$$

и

$$T = K\tau = \frac{1}{\omega_2},$$

где τ — постоянная времени числителя передаточной функции (XV. 87);

$T = K\tau$ — постоянная времени знаменателя передаточной функции (XV. 87).

Коэффициент жесткости электрической пружины определяется выражением

$$K_n = \frac{J}{\tau^2}.$$

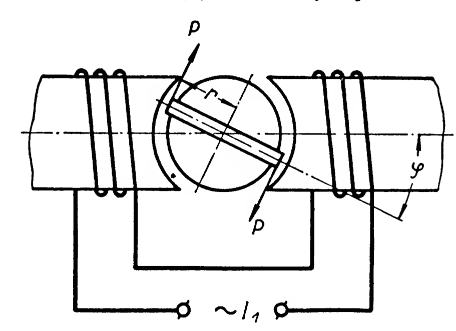
---

* В. В. Солодовников (ред.), Основы автоматического регулирования, Теория, гл. XVII, Машгиз, 1954.

Подвижная система элемента обратной связи при отклонении ее на угол φ находится в равновесии. Крутящие моменты движущей рамки и электрической пружины при этом должны быть равны

$$M_{\partial в} = \varphi K_n.$$

Таким образом, момент инерции подвижной системы следует выбирать по возможности малым. При увеличении момента инерции увеличивается коэффициент жесткости электрической пружины K_n и движущий момент $M_{\partial в}$, а в результате этого увеличиваются и размеры электромеханического элемента. Угол предельного отклонения подвижной системы φ_n выбирается с таким расчетом, чтобы обеспечить наибольшую чувствительность корректирующего устройства. При увеличении угла φ_n чувствительность корректирующего устройства к входному сигналу увеличивается, хотя это вызывает некоторое увеличение размеров элемента.



Фиг. XV. 34. Ферродинамическая система моментной рамки.

Коэффициент демпфирования f определяется в соответствии с выражением (XV. 87)

$$f = 2\varsigma\tau K_n. \qquad (XV. 94)$$

Значение коэффициента K, входящего в выражение (XV.87), определяется отношением

$$K = \frac{T}{\tau}.$$

Коэффициент усиления усилителя определяется выражением

$$K_y = \frac{K_n(1 - K)}{K K_{\partial в} K_\partial}.$$

После определения исходных параметров корректирующего устройства можно приступить к расчету и конструированию его элементов.

М о м е н т н а я р а м к а. Такая рамка должна развивать максимальный крутящий момент при минимальных размерах и должна быть мало чувствительной к вибрациям и тряскам. Этим условиям лучше всего удовлетворяет ферродинамическая система, представленная на фиг. XV. 34. Ферродинамические системы могут быть хорошо экранированы от влияния внешних магнитных полей. Магнитопровод таких систем обычно набирается из листовой электротехнической стали или других ферромагнитных сплавов с постоянной проницаемостью и малыми потерями на гистерезис и вихревые токи. Рамки ферродинамических систем обычно выполняются бескаркасными. Это дает возможность уменьшить дополнительные погрешности, возникающие под воздействием токов, индукцируемых в каркасе

под воздействием магнитного потока. Конструкция полюсов выполняется таким образом, чтобы радиальное магнитное поле получалось однородным. В этом случае крутящий момент, обусловленный взаимодействием тока в рамке с магнитным потоком статорных обмоток при постоянном значении силы тока I_1, представляет собой функцию тока в рамке и не зависит от углового положения рамки. При изменении фазы напряжения, приложенного к рамке, на 180° знак момента меняется на противоположный. Если статорные обмотки питаются напряжением постоянной амплитуды и частоты, то момент движущей рамки изменяется в соответствии с изменением огибающей сигнала, который подается на рамку. Так, при питании статорных обмоток синусоидальным током поток в воздушном зазоре изменяется по закону

$$\Phi = A \sin \omega_0 t.$$

В результате взаимодействия тока в рамке, изменяющегося по закону $i_p = \varepsilon(t) \sin \omega_0 t$, с потоком статорных обмоток возникает момент

$$M_{\partial в} = \Phi i_p = \varepsilon(t) A \sin^2 \omega_0 t = \frac{1}{2} [A\varepsilon(t) - A\varepsilon(t) \cos 2\omega_0 t].$$

Вследствие своей инерционности подвижная система практически не реагирует на пульсации момента двойной частоты и выделяет только огибающую сигнала $\frac{A}{2} \varepsilon(t)$. Таким образом, моментная рамка выполняет функции демодулятора.

Вращающий момент ферродинамической системы определяется по известной формуле:

$$M_{\partial в} = \frac{2Blrw_p i_p}{9810} \cos(B, i_p) \ гсм, \qquad (XV.95)$$

где B — индукция в воздушном зазоре;
i_p и w_p — ток и число витков рамки;
l — длина активной стороны рамки;
r — расстояние от оси вращения до активной стороны рамки.

Формула (XV. 95) написана для случая, когда обе стороны рамки являются активными.

По заданному моменту и ампер-виткам рамки можно определить необходимую индукцию в воздушном зазоре:

$$B = \frac{M_{\partial в} \cdot 9810}{2lrw_p i_p \cos(B, i_p)}.$$

Индукция в воздушном зазоре, создаваемая ампер-витками статорной обмотки, определяется выражением

$$B = \mu_0 \frac{0{,}4\pi I_1 w_1}{\delta + \delta_1 \frac{s_0}{s_1} + R_{Fe} s_0} = K_B I_1 w_1; \qquad (XV.96)$$

здесь $I_1 w_1$ — ампер-витки статорной обмотки;

$R_{Fe} = \frac{l}{s_{Fe}} \frac{\mu_0}{\mu_{Fe}}$ — магнитное сопротивление магнитопровода;

s_0 — площадь полюса (μ_{Fe} — магнитная проницаемость материала магнитопровода);

δ — полная длина воздушного зазора на пути магнитного потока;

s_1 и δ_1 — площадь и длина зазора в местах стыка магнитопровода;

μ_0 — магнитная проницаемость воздуха.

Строго говоря, выражение (XV. 96) следовало бы умножить на косинус угла полных потерь в магнитопроводе, т. е. на косинус угла сдвига фаз между B и I_1. Однако ввиду того что этот угол весьма мал (2—3°), косинус его мало отличается от единицы, и большой ошибки, таким образом, не вносится.

По формуле (XV. 96) можно определить ампер-витки статорной обмотки:

$$I_1 w_1 = \frac{B\left(\delta + \delta_1 \frac{s_0}{s_1} + R_{Fe} s_0\right)}{0{,}4\pi\mu_0}, \quad \text{(XV.97)}$$

а по найденным ампер-виткам определяется общее число витков статорной обмотки:

$$w_в = \frac{I_1 w_1}{i_д}, \quad \text{(XV.98)}$$

где $i_д$ — допустимая сила тока для данного провода.

Зная число витков, определим сечение статорной обмотки:

$$Q = \frac{q_1 w_в}{K_з}, \quad \text{(XV.99)}$$

где q_1 — поперечное сечение провода статорной обмотки;

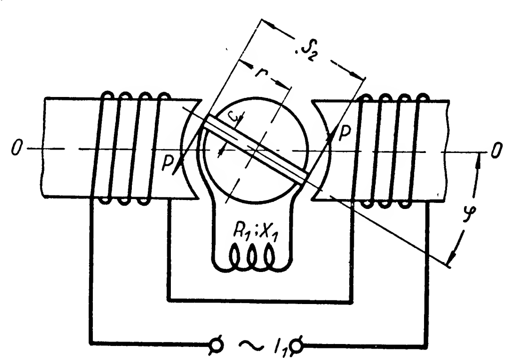
$K_з$ — коэффициент заполнения.

После этого следует проверить, вмещается ли обмотка в окно статора.

По числу витков и размерам обмотки возбуждения определяется активное, реактивное и полное сопротивления статорной обмотки и постоянная времени ее цепи. Обмотка моментной рамки рассчитывается аналогично рамкам электроизмерительных приборов.

Электрическая пружина. Для создания противодействующего момента можно было бы использовать обычную спиральную пружину, но при этом исключается возможность изменения жесткости пружины. Между тем жесткость электрической пружины можно изменять в широких пределах, изменяя силу тока в ее статорных обмотках. Это дает возможность настраивать корректирующее устройство на различные режимы работы. К электрической пружине предъявляются те же требования, что и к моментной рамке. Она должна развивать максимальный крутящий момент при минимальных

размерах и весе и должна быть малочувствительной к вибрациям и тряскам. При работе на переменном токе этим требованиям лучше всего удовлетворяет *ферродинамическая система*, представленная на фиг. XV. 35. Статорные обмотки электрической пружины питаются напряжением постоянной амплитуды и частоты. Подвижная рамка может быть подключена на небольшое сопротивление. Так как при отклонении рамки от нейтрального положения индуцированная в ней э. д. с. и сила тока возрастают, то момент, развиваемый рамкой, зависит от ее углового отклонения.



Фиг. XV. 35. Ферродинамическая система рамки электрической пружины.

Среднее значение крутящего момента, развиваемого рамкой электрической пружины, определяется известным выражением:

$$M_{cp} = \frac{w_p^2 B_m^2 s_p^2 \omega_0 \varphi}{Z_p} \sin\alpha,$$

где w_p — число витков в рамке;

B_m — амплитудное значение индукции в воздушном зазоре;

s_p — площадь рамки;

Z_p — полное сопротивление рамки;

$\alpha = \operatorname{arctg}\frac{x_p}{R_p}$ — угол сдвига фаз между i_p и e_p.

Заменяя $\sin\alpha$ через $\frac{X_p}{Z_p}$ и подставляя эффективное значение индукции B, получим

$$M_{cp} = \frac{2w_p^2 B^2 s_p^2 \omega_0 \varphi X_p}{Z_p^2} = K_{np}\varphi, \qquad \text{(XV.100)}$$

где K_{np} — коэффициент жесткости электрической пружины.

Выражения для M_{cp} записаны при условии, что обе стороны рамки являются активными. Крутящий момент изменяется с изменением соотношения между R_p и X_p. Момент будет иметь максимальное значение при $R_p = X_p$, так как в этом случае $\frac{dM}{dX_p} = 0$. Поэтому

иногда для увеличения момента рамку замыкают на индуктивность, подбирая ее величину таким образом, чтобы было справедливо равенство $R_p = X_p$. Отсюда следует, что при $X_p = 0$ момент также равен нулю.

Выражение (XV. 100) показывает, что при изменении знака угла φ момент изменяет свой знак. Таким образом, момент, создаваемый электрической пружиной, стремится установить рамку в нейтральное положение, независимо от того, в какую сторону от нейтрального положения она отклонилась.

Рамка электрической пружины может быть как многовитковой, так и одновитковой. Принцип действия электрической пружины с одновитковой рамкой ясен из поведения короткозамкнутого витка в переменном магнитном поле. Рамка обычно выполняется цельнотянутой, прямоугольного сечения: ее индуктивность определяется по известной формуле

$$L = 0{,}00921 \left\{ (s_1 + s_2) \lg \frac{2s_1 s_2}{b + c} - s_1 \lg (s_1 + g) - s_2 \lg (s_2 + g) + \right.$$

$$\left. + 0{,}004 \left[2g - \frac{s_1 + s_2}{2} + 0{,}0447 (b + c) \right] \right\} \textit{мкгн},$$

где s_1 — высота рамки в *см*;
s_2 — ширина рамки;
b — толщина сечения рамки;
c — ширина сечения рамки;
g — размер рамки по диагонали в *см*.

Зная индуктивность L, можно определить индуктивное сопротивление рамки X_p. Индукция в воздушном зазоре, обеспечивающая величину вращающего момента M_{cp}, может быть определена по формуле (XV. 100):

$$B = \frac{z_p}{s_p w_p} \sqrt{\frac{M_{cp} 9810 \cdot 10^9}{\omega_0 \varphi X_p}}. \qquad \text{(XV. 101)}$$

Индукция в воздушном зазоре может быть определена по формуле (XV. 96). Дальнейший расчет статорных обмоток электрической пружины выполняется по формулам (XV. 97)—(XV. 99) аналогично статорным обмоткам моментной рамки. При определении общего коэффициента жесткости следует учитывать жесткость токоподводящих волосков.

Индукционный датчик. Для формирования выходного напряжения электромеханического элемента может быть использован любой датчик напряжения, например рамка, движущаяся в переменном радиальном магнитном поле. Если на статорную обмотку этой системы будет поступать переменный синусоидальный ток, создающий поток $\Phi_0 = A \sin \omega_0 t$, то при отклонении подвижной рамки на угол φ поток, с которым сцепляется рамка, при малых значениях

угла φ, будет $\Phi \approx \Phi_0\varphi = A\varphi \sin \omega_0 t$. В этом случае в рамке наводится э.. д. с.

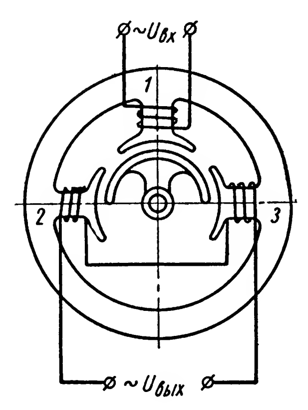
$$e_p = -\frac{d\Phi}{dt} = -A\frac{d\varphi}{dt}\sin \omega_0 t - A\varphi\omega_0 \cos \omega_0 t.$$

Если движение рамки изменяется по закону

$$\varphi = a \sin \omega_\varepsilon t,$$

то э. д. с. рамки можно описать уравнением

$$e_p = -Aa\omega_\varepsilon \cos \omega_\varepsilon t \sin \omega_0 t - Aa\omega_0 \sin \omega_\varepsilon t \cos \omega_0 t,$$



Фиг. XV. 36. Индукционный датчик.

где ω_ε — частота огибающей.

При выполнении условия $\omega_\varepsilon \ll \omega_0$ первым членом в правой части последнего равенства можно пренебречь. При этом получим

$$e_p = -Aa\omega_0 \sin \omega_\varepsilon t \cos \omega_0 t = A\omega_0 \varphi \cos \omega_0 t.$$

Таким образом, индукционный датчик выполняет функции модулятора, т. е. преобразует угол поворота φ в напряжение несущей частоты ω_0.

На выходе такого датчика нельзя получить достаточно большое напряжение, поэтому в дальнейшем рассматривается другая схема индукционного датчика (фиг. XV. 36).

Датчик работает по принципу дифференциального трансформатора. Его статор имеет три одинаковых явно выраженных полюса. На среднем полюсе *1* помещается первичная обмотка, питаемая фиксированным напряжением переменного тока частоты ω_0. Две одинаковые вторичные обмотки, располагаемые на боковых полюсах *2* и *3*, включены навстречу одна другой. Подвижная часть индукционного датчика выполнена в виде якоря, вращающегося вместе с осью электромеханического элемента. В нулевом (нейтральном) положении якорь располагается симметрично относительно полюсов вторичных обмоток. В результате этого магнитный поток первичной обмотки распределяется на две равные части и индуцирует во вторичных обмотках одинаковые э. д. с., вследствие чего результирующее напряжение, снимаемое с датчика, будет равно нулю, так как э. д. с. направлены навстречу одна другой. При повороте якоря симметрия системы нарушается и э. д. с. во вторичных обмотках *2* и *3* не будут одинаковыми. В этом случае с датчика снимается разностное напряжение, которое и представляет собой выходное напряжение датчика. Перераспределение потоков на полюсах вторичных обмоток зависит только от разности площадей этих полюсов. Так, при отклонении якоря по часовой стрелке активная площадь полюса *3* увеличится на Δs и активная площадь полюса *2* уменьшится на ту же величину.

Если индукция в воздушном зазоре изменяется по закону $B = B_m \sin \omega_0 t$, то потокосцепления на полюсах будут равны

$$\psi_2 = B_m \sin \omega_0 t w \left(\frac{s}{2} - \Delta s\right)$$

и

$$\psi_3 = B_m \sin \omega_0 t w \left(\frac{s}{2} + \Delta s\right).$$

Э. д. с., индуцированные в этих обмотках, будут равны

$$e_2 = -\frac{d\psi_2}{dt} = -B_m \omega_0 w \left(\frac{s}{2} - \Delta s\right) \cos \omega_0 t;$$

$$e_3 = -\frac{d\psi_3}{dt} = -B_m \omega_0 w \left(\frac{s}{2} + \Delta s\right) \cos \omega_0 t.$$

Выходной сигнал индукционного датчика определяется как разность этих э. д. с.:

$$U_{вых} = e_3 - e_2 = -2B_m \omega_0 w \Delta s \cos \omega_0 t.$$

Амплитудное значение выходного сигнала будет равно

$$U_{вых} = 2B_m \omega_0 w \Delta s \cdot 10^{-8}.$$

Соответственно среднее значение выходного сигнала определяется по формуле

$$U_{вых} = 2B \omega_0 w \Delta s \cdot 10^{-8}.$$

Выражая приращение площади через угловое отклонение якоря $\Delta s = r\varphi h$, получим

$$U_{вых} = 2B \omega_0 w r h \varphi \cdot 10^{-8} = K_д \varphi, \qquad \text{(XV.102)}$$

где $K_д$ — передаточный коэффициент датчика;
φ — угол поворота якоря от нейтрального положения;
B — среднее значение индукции в воздушном зазоре;
w — число витков вторичных обмоток;
r — радиус дуги полюса;
h — высота полюса.

При расчете индукционного датчика обычно задаются величиной выходного напряжения, соответствующей максимальному отклонению якоря. Затем, задаваясь индукцией в воздушном зазоре, определяют число витков вторичных обмоток по формуле (XV. 102). Дальнейший расчет вторичных обмоток можно вести по формулам (XV. 95)—(XV. 99). Первичную обмотку можно рассчитать исходя из условий обеспечения ею заданной индукции в воздушном зазоре, по формулам (XV. 96)—(XV. 99).

Демпфирующее устройство. Для введения изменяющегося коэффициента демпфирования используется система, состоящая из алюминиевого диска и многополюсного постоянного магнита с полюсами, параллельными оси вращения. Эта система

конструктивно может быть выполнена также в виде постоянного магнита с радиальными полюсами и алюминиевого колпачка. На оправе магнита имеется резьба, и благодаря этому он может перемещаться в осевом направлении. При этом изменяется воздушный зазор и коэффициент демпфирования. Величины токов, наводимых в диске при его вращении, пропорциональны скорости изменения потокосцепления диска и постоянного магнита. Если диск неподвижен, то величина потокосцепления постоянна и токи в нем не наводятся. Вращаясь, диск пересекает магнитные силовые линии и величина наводимых в нем токов возрастает пропорционально скорости его вращения. Эти токи создадут свои магнитные потоки, взаимодействие которых с потоком постоянного магнита вызывает возникновение противодействующего момента, пропорционального скорости вращения диска. Точно рассчитать тормозной момент такого диска не удается, так как пути движения наводимых в нем токов известны лишь приближенно.

Приближенный расчет можно выполнять по формуле

$$M_f = \frac{0{,}5\gamma a B^2 b^2 R^2 (L - K)\left(1 - \frac{b + 2x}{2R}\right)\cdot 10^{-8}\omega}{4\pi\cdot 981} = K_f\omega, \quad \text{(XV. 103)}$$

где M_f — тормозной момент;

ω — угловая скорость диска в рад/сек;

Коэффициент демпфирования K_f определяется по формуле

$$K_f = \frac{0{,}5\gamma a B^2 b^2 R^2 (L - K)\left(1 - \frac{b + 2x}{2R}\right)\cdot 10^{-8}}{4\pi\cdot 981}\ \textit{гсмсек/рад},$$

где γ — удельная проводимость материала диска;

a — толщина диска в *см*;

B — индукция в воздушном зазоре в гауссах.

b — размер следа полюса в радиальном направлении в *см*;

R — радиус диска в *см*;

x — расстояние края полюса от края диска в *см*;

L и K — коэффициенты, которые определяются по графикам в зависимости от параметров диска и магнита [1].

Передаточная функция электромеханического элемента корректирующего устройства. Для определения передаточной функции электромеханического элемента напишем следующие дифференциальные уравнения:

уравнение движения подвижной системы

$$J\frac{d^2\varphi}{dt^2} + f\frac{d\varphi}{dt} + K_n\varphi = M_{\partial в}(t);$$

---

[1] В. О. Арутюнов, Расчет и конструирование электроизмерительных приборов, Госэнергоиздат, М. — Л., 1956.

уравнения моментной рамки:

$$U_p = U_{вх} = R_p i_p + L_p \frac{di_p}{dt} + e_p;$$

$$e_p = K_{1p}\varphi + K_{2p}\frac{d\varphi}{dt};$$

$$M_{дв} = K_{дв} i_p;$$

уравнения электрической пружины

$$e_{np} = R_{np} i_{np} + L_{np}\frac{di_{np}}{dt};$$

$$e_{np} = K_{1np}\varphi + K_{2np}\frac{d\varphi}{dt};$$

$$M_{np} = K_{np} i_{np};$$

уравнение индукционного датчика

$$U_д = U_{вых} = K_{1д}\varphi + K_{2д}\frac{d\varphi}{dt};$$

уравнение демпфирующего элемента

$$M_f = K_f \frac{d\varphi}{dt};$$

уравнение токопроводящих волосков

$$M_в = K_в\varphi.$$

После преобразования этих уравнений по Лапласу и совместного их решения для каждого из элементов окончательно получим систему уравнений:

$$(Js^2 + fs + K_n)\varphi = M_{дв}(s);$$

$$M_{дв} = K_{дв}\frac{U_{вх} \quad (K_{1p} + K_{2p}s)\varphi}{R_p(T_p s + 1)};$$

$$M_{np} = K_{np}\frac{(K_{1np} + K_{2np}s)\varphi}{R_{np}(T_{np}s + 1)};$$

$$U_{вых} = (K_{1д} + K_{2д}s)\varphi;$$

$$M_f = K_f s\varphi;$$

$$M_в = K_в\varphi.$$

Решая совместно эту систему уравнений и учитывая, что $(fs + K_n)\varphi = M_f + M_{np} = M_{сопр}$, определим отношение преобра-

зования Лапласа сигнала на выходе к преобразованию Лапласа сигнала на входе:

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} =$$

$$= \frac{K_{дв}(K_{1д}+K_{2д}s)}{R_p(T_ps+1)\left[Js^2+K_fs+K_{пр}\frac{K_{1пр}+K_{2пр}}{R_{пр}(T_{пр}s+1)}+K_в+K_{дв}\frac{K_{1p}+K_{2p}s}{R_p(T_ps+1)}\right]}.$$

Таким образом, передаточная функция электромеханического элемента с учетом индуктивностей и скорости вращения подвижной системы может быть записана следующим образом:

$$KW_0(s) =$$

$$= \frac{K_{дв}(K_{1д}+K_{2д}s)}{R_p(T_ps+1)\left\{Js^2+\left[K_f+\frac{K_{пр}K_{2пр}}{R_{пр}(T_{пр}s+1)}+\frac{K_{дв}K_{2p}}{R_p(T_ps+1)}\right]s+K_в+\frac{K_{пр}K_{1пр}}{R_{пр}(T_{пр}s+1)}+\frac{K_{дв}K_{1p}}{R_p(T_ps+1)}\right\}}$$

Последнее выражение можно упростить, если учесть численные значения входящих в него коэффициентов и постоянных времени. Так, например, передаточный коэффициент $K_{2д}$ при расчете равен 0,0001 *в/рад*, и им можно пренебречь по сравнению с передаточным коэффициентом $K_{1д}$, равным примерно 20 *в/рад*. Постоянные времени моментной рамки и рамки электрической пружины, которые при расчете равны $T_p \approx 0{,}25\cdot10^{-8}$ сек. и $T_{пр} = 0{,}5\cdot10^{-4}$ сек., малы по сравнению с эквивалентной постоянной времени, изменяющейся в пределах $T = 0{,}5 \div 0{,}05$ сек. Учитывая, что корректирующее устройство обычно работает в диапазоне частот от 0,5 до 6 *гц* постоянными времени T_p и $T_{пр}$ также можно пренебречь. Их влияние сказывается в области малых параметров, т. е. в области высоких частот. Таким образом, передаточную функцию электромеханического элемента можно записать следующим образом:

$$KW_0(s) =$$

$$= \frac{K_{дв}K_{1д}}{R_p\left[Is^2+\left(K_f+\frac{K_{пр}K_{2пр}}{R_{пр}}+\frac{K_{дв}K_{2p}}{R_p}\right)s+K_в+\frac{K_{пр}K_{1пр}}{R_{пр}}+\frac{K_{дв}K_{1p}}{R_p}\right]},$$

или

$$KW_0(s) = \frac{K_0}{Is^2+fs+K_n}, \qquad (XV.104)$$

где

$$f = K_f + \frac{K_{пр}K_{2пр}}{R_{пр}} + \frac{K_{дв}K_{2p}}{R_p};$$

$$K_n = K_в + \frac{K_{пр}K_{1пр}}{R_{пр}} + \frac{K_{дв}K_{1p}}{R_p}$$

и

$$K_0 = \frac{K_{дв} K_{1д}}{R_p}.$$

Передаточная функция электромеханического корректирующего устройства может быть записана следующим образом:

$$KW(s) = \frac{K_y}{1 + K_y K W_0(s)} =$$

$$= \frac{K_y}{1 + K_y \frac{K_0}{Is^2 + fs + K_n}} =$$

$$= K_y K \frac{\tau^2 s^2 + 2\xi\tau s + 1}{K\tau^2 s^2 + 2\xi K\tau s + 1}, \quad \text{(XV.105)}$$

где

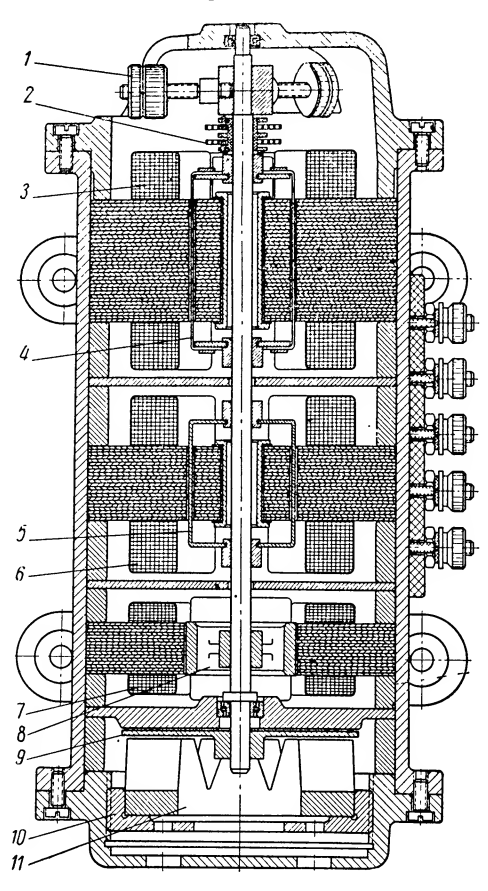
$$K = \frac{K_n}{K_n + K_y K_0};$$

$$\tau = \sqrt{\frac{I}{K_n}};$$

$$\xi = \frac{f}{2\sqrt{IK_n}};$$

$$K \ll 1.$$

Выражение передаточной функции рассмотренного электромеханического корректирующего устройства аналогично выражению передаточной функции (XV.87). Подбирая изменяемые параметры, корректирующее устройство можно настроить так, чтобы оно вводило в систему положительный сдвиг фазы огибающей в значительном диапазоне частот.



Фиг. XV. 37. Конструкция электромеханического элемента:

1 — грузики для изменения момента инерции; *2* — токоподводящие волоски; *3* — статорная обмотка моментной рамки; *4* — моментная рамка; *5* — рамка электрической пружины; *6* — статорная обмотка электрической пружины; *7* — обмотка индукционного датчика; *8* — якорь; *9* — алюминиевый диск демпфирующего устройства; *10* — оправа магнита; *11* — постоянный магнит.

К о н с т р у к ц и я э л е к т р о м е х а н и ч е с к о г о э л е м е н т а. Один из возможных вариантов конструкции электромеханического элемента в разрезе показан на фиг. XV. 37. Здесь моментный двигатель (моментная рамка) и электрическая пружина выполнены в виде ферродинамических электроизмерительных устройств

переменного тока. Индукционный датчик действует по принципу дифференциального трансформатора. Предусмотрена возможность плавного изменения параметров корректирующего устройства, обеспечивающих введение требуемого корректирующего эффекта в нужном диапазоне частот. Например, момент инерции J можно изменять при помощи трех грузиков, которые используются также для уравновешивания подвижной системы. Коэффициент жесткости электрической пружины K_n можно регулировать, изменяя ток в ее статорных обмотках. Для установления требуемого коэффициента демпфирования необходимо изменять воздушный зазор демпфирующего устройства, перемещая постоянный магнит вдоль его оси.

ЛИТЕРАТУРА

1. Арутюнов В. О., Расчет и конструирование электроизмерительных приборов, Госэнергоиздат, 1956.
2. Браславский Д. А., Логунов С. С. и Пельпор Д. С., Расчет и конструкция авиационных приборов, Оборонгиз, 1954.
3. Граммель Р., Гироскоп, его теория и применение, ИЛ, 1952.
4. Доброгурский С. О., Титов В. К., Счетно-решающие устройства, Оборонгиз, 1953.
5. Иосифьян А. Г., Каган Б. М., Основы следящего привода, Госэнергоиздат, 1954.
6. Корректирующие цепи в автоматике, сборник переводов, ИЛ, 1954.
7. Майоров Ф. В., Электронные регуляторы, Гостехиздат, 1956.
8. Новосельцев Я. В., Лебедев А. Н., Счетно-решающие устройства, Машгиз, 1954.
9. Попков С. Л., Основы следящего электропривода, Оборонгиз, 1954.
10. Солодовников В. В. (ред), Основы автоматического регулирования, Теория, Машгиз, 1954.
11. Сотсков Б. С., Основы расчета и проектирования элементов автоматических и телемеханических устройств, Госэнергоиздат, 1953.
12. Станиславский Б. И., Основы теории электрических счетно-решающих устройств, Оборонгиз, 1948.
13. Чечет Ю. С., Электрические микромашины автоматических устройств, Госэнергоиздат, 1957.

ГЛАВА XVI

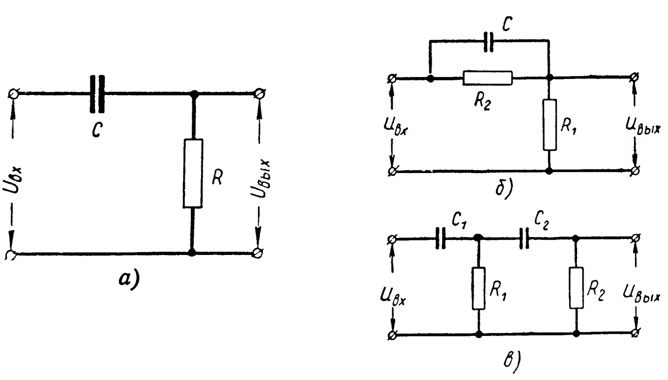
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАССИВНЫЕ КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Электрические пассивные корректирующие элементы представляют собой четырехполюсники, не содержащие источников энергии. Обычно как входной, так и выходной величиной в таких элементах служит электрическое напряжение. Электрические пассивные корректирующие элементы собираются из дешевых стандартных деталей, не имеют подвижных частей, и число типов таких элементов по существу не ограничено. Благодаря этому они широко применяются в системах автоматического регулирования; чему способствует также простота осуществления связей с остальными элементами системы. К недостаткам пассивных элементов следует отнести то, что с их выхода не может быть снята достаточная мощность.

Наиболее широко применяемые в настоящее время электрические корректирующие элементы или контуры подразделяются на: дифференцирующие, интегрирующие и интегро-дифференцирующие. Их можно классифицировать также в зависимости от максимального наклона логарифмической амплитудной характеристики.

1. ПРОСТЕЙШИЕ ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИЕ И ИНТЕГРИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Рассмотрим схему, состоящую из сопротивления R и емкости C, соединенных последовательно (фиг. XVI. 1, *а*).



Фиг. XVI. 1. Дифференцирующие элементы.

Для такого контура могут быть написаны следующие уравнения:

$$U_{вх} = Ri + \frac{1}{C}\int i dt; \qquad \text{(XVI. 1)}$$

$$U_{вых} = Ri, \qquad \text{(XVI.2)}$$

где i — сила тока в цепи контура.

Если значение тока i из уравнения (XVI. 2) подставить в уравнение (XVI. 1), то связь между входом $U_{вх}$ и выходом $U_{вых}$ будет определяться дифференциальным уравнением

$$T\frac{dU_{вых}}{dt} + U_{вых} = T\frac{dU_{вх}}{dt}, \qquad \text{(XVI.3)}$$

где $T = CR$ — постоянная времени контура.

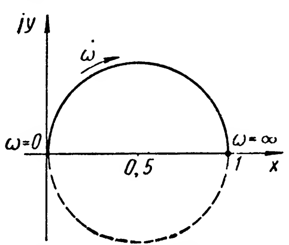
Передаточная функция контура определяется выражением

$$KW(s) = \frac{U_{вых}(s)}{U_{вх}(s)} = \frac{Ts}{Ts+1}. \qquad \text{(XVI. 4)}$$

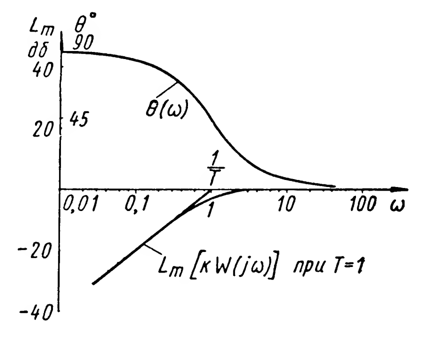
Амплитудно-фазовая частотная характеристика контура имеет вид

$$KW(j\omega) = \frac{U_{вых}(j\omega)}{U_{вх}(j\omega)} = \frac{Tj\omega}{Tj\omega+1} = \frac{T\omega}{\sqrt{T^2\omega^2+1}}e^{j\,\mathrm{arc\,tg}\frac{1}{T\omega}}. \qquad \text{(XVI. 5)}$$

Амплитудно-фазовая частотная характеристика представлена на фиг. XVI. 2 логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики — на фиг. XVI. 3.



Фиг. XVI. 2. Амплитудно-фазовая частотная характеристика дифференцирующего контура.



Фиг. XVI. 3. Логарифмические частотные характеристики дифференцирующего контура.

Как показывает фиг. XVI. 3, логарифмическая амплитудная характеристика имеет положительный наклон в 20 *дб* на декаду до частоты $\omega = \frac{1}{T}$ и, следовательно, может рассматриваться как дифференцирующий элемент для напряжения $U_{вх}(t)$, полоса частотного спектра которого не превышает величины $1/T$.

Выражение для переходной функции контура имеет вид

$$U_{вых} = e^{-\frac{t}{T}}. \qquad \text{(XVI. 6)}$$

Выражения (XVI. 3) и (XVI. 4) показывают, что контуру, предназначенному для дифференцирования, свойственна ошибка, опре-

деляемая членом $T\frac{dU_{вых}}{dt}$ в уравнении (XVI. 3) или членом Ts в знаменателе передаточной функции (XVI. 4).

Если постоянная времени контура мала, то можно считать, что выходное напряжение пропорционально производной напряжения $U_{вх}$. При уменьшении постоянной времени T погрешность, вносимая в дифференцирование, уменьшается, однако это приводит к уменьшению выходного напряжения. Поэтому для дифференцирования быстро меняющихся напряжений $U_{вх}$, выбирая малое значение T для улучшения работы дифференцирующего контура, применяют электронный усилитель.

Если входное напряжение $U_{вх}$ изменяется по линейному закону

$$U_{вх}=\frac{dU_{вх}}{dt}\,t,$$

где

$$\frac{dU_{вх}}{dt}=K=\text{const},$$

то выходное напряжение изменяется следующим образом:

$$U_{вых}=T\frac{dU_{вх}}{dt}\left(1-e^{-\frac{t}{T}}\right), \qquad (XVI.7)$$

где e — основание натуральных логарифмов.

Находя разность между точным значением выходного напряжения, пропорционального производной $\frac{dU_{вх}}{dt}$, и действительным значением $U_{вых}$, снимаемым с выхода контура, получим

$$\Delta U_{вых}=T\frac{dU_{вх}}{dt}e^{-\frac{t}{T}}. \qquad (XVI.8)$$

Затем определим величину относительной ошибки: $\delta=e^{-\frac{t}{T}}$. Таким образом, с увеличением времени ошибка уменьшается и через достаточно большой промежуток времени становится равной нулю.

На выходе другого дифференцирующего контура, состоящего из сопротивления R_1, R_2 и емкости C (фиг. XVI. 1, *б*), вырабатывается напряжение, зависящее от координаты и ее первой производной. В контуре схемы, представленной на фиг. XVI. 1, *а*, такое суммирование невозможно, так как последовательно включенный в цепь контура конденсатор не пропускает постоянного тока.

Для схемы, изображенной на фиг. XVI. 1, *б*, связь между входом $U_{вх}$ и выходом $U_{вых}$ определяется дифференциальным уравнением

$$kT\frac{dU_{вых}}{dt}+U_{вых}=kT\frac{dU_{вх}}{dt}+kU_{вх}, \qquad (XVI.9)$$

где

$$k=\frac{R_1}{R_1+R_2}; \quad T=R_2C.$$

Передаточная функция контура определяется выражением

$$KW(s)=\frac{U_{вых}(s)}{U_{вх}(s)}=\frac{k(Ts+1)}{kTs+1}. \qquad (XVI.10)$$

Амплитудно-фазовая частотная характеристика контура имеет вид

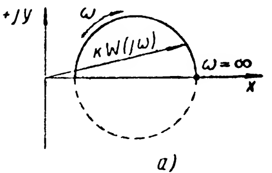
$$KW(j\omega) = \frac{k(Tj\omega + 1)}{kTj\omega + 1} = k\sqrt{\frac{1 + T^2\omega^2}{1 + k^2T^2\omega^2}}\, e^{j(\operatorname{arctg} T\omega - \operatorname{arctg} kT\omega)} \qquad \text{(XVI.11)}$$

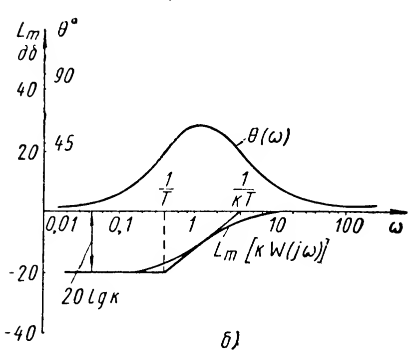
Амплитудно-фазовая частотная характеристика этого контура представлена на фиг. XVI, 4, *а*, логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики — на фиг. XVI. 4, *б*.

Переходная функция контура имеет вид

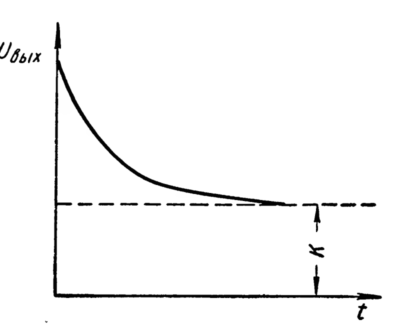
$$U_{вых} = k\left[1 + \left(\frac{1}{k} - 1\right)e^{-\frac{t}{kT}}\right]. \qquad \text{(XVI.12)}$$

Переходная функция звена изображена на фиг. (XVI. 5). Логарифмическая амплитудная частотная характеристика показывает, что данный контур может рассматриваться как дифференцирующий для частот $\omega < \frac{1}{kt}$. Из выражений (XVI. 9) и (XVI. 10) следует,





Фиг. XVI. 4. Частотные характеристики дифференцирующего контура.



Фиг. XVI. 5. Переходная функция дифференцирующего контура.

что чем меньше величина k, тем в более широком диапазоне частот можно пренебречь в знаменателе членом, зависящим от частоты и, следовательно, тем с большей точностью пассивный контур осуществляет дифференцирование сигнала. Однако чем меньше значение k, тем в большей степени ослабляется сигнал при низких частотах. Если общий коэффициент усиления схемы имеет заданное значение, то ослабление сигнала должно быть скомпенсировано его усилением в какой-либо другой части схемы.

На фиг. XVI. 1, *в* изображена схема двойного дифференцирующего контура для получения второй производной от входного напряжения. В данном случае вторая производная получается путем дву-

кратного дифференцирования входной величины. Уравнение контура в данном случае имеет вид:

$$T_1 T_2 \frac{d^2 U_{вых}}{dt^2} + (T_1 + T_2 + C_2 R_1) \frac{dU_{вых}}{dt} + U_{вых} =$$

$$= T_1 T_2 \frac{d^2 U_{вх}}{dt^2}, \qquad \text{(XVI.13)}$$

а передаточная функция контура определяется по формуле

$$KW(s) = \frac{U_{вых}(s)}{U_{вх}(s)} = \frac{T_1 T_2 s^2}{T_1 T_2 s^2 + (T_1 + T_2 + C_2 R_1) s + 1}. \qquad \text{(XVI. 14)}$$

Последнее выражение показывает, что лишь при малых значениях T_1, T_2 и C_2, R_1 искажения становятся малыми и возможно приближенное равенство

$$KW(s) = T_1 T_2 s^2. \qquad \text{(XVI. 15)}$$

Фиг. XVI. 6. Дифференцирующий контур R, L.

Следует отметить, что двукратное дифференцирование для получения второй производной возможно при добавлении любых дифференцирующих контуров, однако погрешность дифференцирования при добавлении каждого нового элемента быстро возрастает, что ограничивает их применение.

На фиг. XVI.6 изображена схема дифференцирующего контура RL.

Связь выходного напряжения с входным может быть установлена с помощью следующих уравнений:

$$\left.\begin{aligned} U_{вх} &= iR + L\frac{di}{dt}; \\ U_{вых} &= L\frac{di}{dt}. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XVI. 16)}$$

Решая их совместно и приняв $T = \frac{L}{R}$, получим следующее дифференциальное уравнение:

$$T\frac{dU_{вых}}{dt} + U_{вых} = T\frac{dU_{вх}}{dt}. \qquad \text{(XVI. 17)}$$

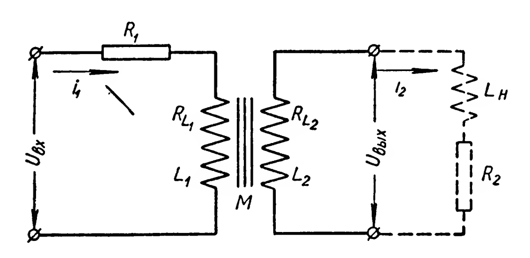
Передаточная функция данного контура имеет вид

$$KW(s) = \frac{U_{вых}(s)}{U_{вх}(s)} = \frac{Ts}{Ts + 1}. \qquad \text{(XVI.18)}$$

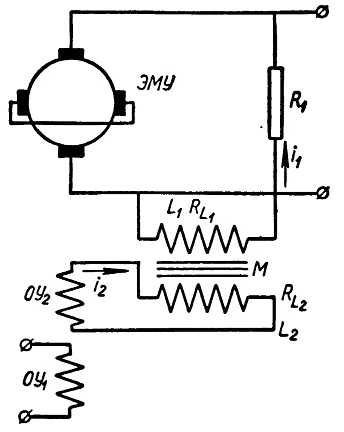
Сравнивая уравнения (XVI. 17) и (XVI. 18) с формулами (XVI. 3) и (XVI. 4), видим, что амплитудно-фазовые, логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики, а также

переходные функции контуров, представленных на фиг. XVI.6 и XVI. 1, аналогичны. Следовательно, дифференцирующему контуру RL, так же как и контуру RC, свойственна принципиальная ошибка, вносящая искажение в операцию дифференцирования. Это искажение определяется членом $T \frac{dU_{вых}}{dt}$ в уравнении (XVI. 17) и Ts в знаменателе передаточной функции (XVI. 18). Для уменьшения искажения следует уменьшить постоянную времени T, однако при этом уменьшается также величина выходного напряжения.

Следует отметить, что контур RL применяется значительно реже по сравнению с контуром RC из-за трудности практического осуществления индуктивной катушки с большим коэффциентом самоиндукции L и малым активным сопротивлением.



Фиг. XVI. 7. Схема дифференцирующего трансформатора.



Фиг. XVI. 8. Пример включения дифференцирующего трансформатора.

Дифференцирующий трансформатор. Такой трансформатор (фиг. XVI. 7) может быть применен для дифференцирования изменяющихся сигналов в цепях постоянного тока. На первичную обмотку трансформатора подается постоянное напряжение, величина которого с течением времени может меняться. В системах автоматического регулирования это напряжение (например, с тахогенератора или других устройств) может поступать через добавочное сопротивление, включенное последовательно или параллельно якорю электрической машины.

Рассмотрим в качестве примера схему включения дифференцирующего трансформатора (фиг. XVI. 8). Первичная обмотка через добавочное сопротивление R_1 включена к выходу электромашинного усилителя (ЭМУ). Напряжение со вторичной обмотки поступает на одну из управляющих обмоток ЭМУ. Часто в системах автоматического регулирования нагрузкой для вторичной обмотки трансформатора служит сеточная цепь ламп электронного усилителя с малым сеточным током, для которой характерно большое входное сопротивление. При отсутствии тока во вторичной обмотке трансформатор работает в условиях, близких к режиму холостого хода, и погрешности в дифференцировании получаются незначительные.

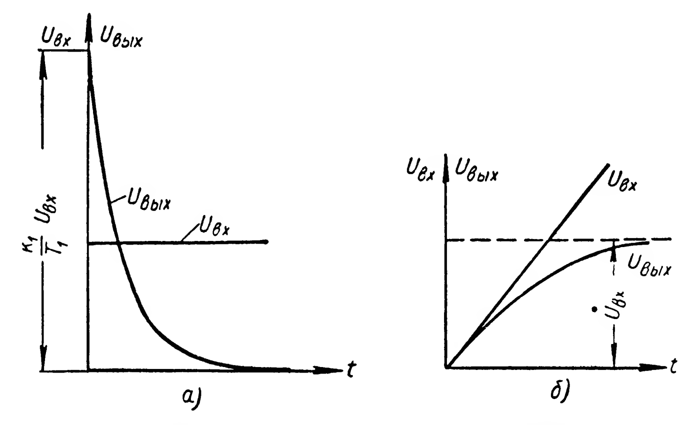
Для последнего случая э. д. с., наводимая во вторичной обмотке трансформатора, работающего в режиме холостого хода (сопротивление R_2 равно бесконечности), пропорциональна скорости изменения тока в первичной обмотке:

$$U_{вых} = M \frac{di_1}{dt}. \qquad (XVI. 19)$$

Для цепи первичной обмотки трансформатора справедливо уравнение:

$$U_{вх} = (R_1 + R_{L1})\, i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt}, \qquad (XVI. 20)$$

где $U_{вх}$ — напряжение, приложенное к цепи первичной обмотки.



Фиг. XVI. 9. График переходного процесса в дифференцирующем трансформаторе, работающем в режиме холостого хода:

а — скачкообразное изменение входной величины; *б* — изменение входной величины пропорционально постоянной скорости.

Применяя к уравнениям (XVI. 19) и (XVI. 20) преобразование Лапласа и решая их совместно, можно получить передаточную функцию дифференцирующего трансформатора:

$$KW(s) = \frac{U_{вых}(s)}{U_{вх}(s)} = \frac{k_1 s}{T_1 s + 1}, \qquad (XVI. 21)$$

где $T_1 = \frac{L_1}{R_{L_1} + R_1}$ — постоянная времени цепи первичной обмотки дифференцирующего трансформатора;

$K_1 = \frac{M}{R_{L_1} + R_1}$ — коэффициент пропорциональности.

Выражение для переходной функции (фиг. XVI. 9, *а*) дифференцирующего трансформатора имеет вид

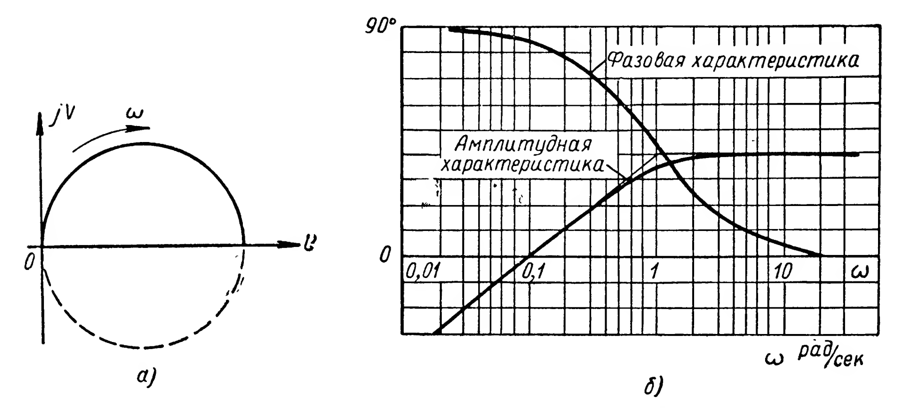
$$U_{вых} = \frac{k_1}{T_1} e^{-\frac{t}{T_1}}. \qquad (XVI. 22)$$

В случае, если входное напряжение постоянного тока $U_{вх}$ пропорционально углу рассогласования θ ($U_{вх} = k_2\theta$), а угол рассогласования изменяется во времени по линейному закону $\theta = k_3 t$, т. е. $U_{вх} = k_2 k_3 t$, то выходное напряжение будет равно

$$U_{вых} = k_1 \dot{U}_{вх} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_1}}\right), \qquad (XVI.23)$$

где $\dot{U}_{вх} = k_2 k_3$.

Следовательно, напряжение на вторичной обмотке дифференцирующего трансформатора достигает установившегося значения после



Фиг. XVI. 10. Частотные характеристики дифференцирующего трансформатора:

а — амплитудно-фазовая характеристика; *б* — логарифмические амплитудная и фазовая характеристики.

переходного процесса (фиг. XVI. 9, *б*). Член $e^{-\frac{t}{T_1}}$ характеризует ошибку, вносимую дифференцирующим трансформатором в процесс дифференцирования входного напряжения, изменяющегося по линейному закону. С увеличением времени t ошибка уменьшается и при $t \to \infty$ будет равна нулю.

Амплитудно-фазовая частотная характеристика дифференцирующего трансформатора (фиг. XVI. 10, *а*), работающего в режиме холостого хода, имеет вид

$$KW(j\omega) = \frac{k_1 j\omega}{T_1 j\omega + 1} = \frac{k_1 \omega}{\sqrt{T_1^2 \omega^2 + 1}} e^{j \operatorname{arctg} \frac{1}{T\omega}}. \qquad (XVI.24)$$

Логарифмические амплитудная и фазовая характеристики представлены на фиг. XVI. 10, *б*.

В идеальном случае $KW(s) = k_1 s$, а амплитудно-фазовая частотная характеристика определяется по формуле

$$KW(j\omega) = k_1 j\omega = k_1 \omega e^{j\frac{\pi}{2}}, \qquad (XVI.25)$$

Сопоставляя частотные характеристики (XVI. 24) и (XVI. 25), можно определить полосу частот, в которой погрешность дифференцирования не превышает как по модулю, так и по фазе некоторой заданной величины. Так, например, отношение модулей частотной характеристики дифференцирующего трансформатора и частотной характеристики при идеальном дифференцировании равно $\sqrt{T_1^2\omega^2+1}$. При $\omega = 0$ это отношение равняется единице и погрешность в дифференцировании отсутствует. Если задаться некоторой допустимой погрешностью Δ, достаточно малой по сравнению с единицей, то и значение $\alpha = \omega^2 T^2$ должно быть малым в сравнении с единицей:

$$\sqrt{1+\alpha} = 1 + \Delta. \qquad \text{(XVI. 26)}$$

Так как значение α мало, то можно разложить выражение для радикала в левой части по степеням α. Отбросив члены разложения, содержащие высшие степени α, получим

$$\sqrt{1+\alpha} \approx 1 + \frac{1}{2}\alpha \approx 1 + \Delta, \qquad \text{(XVI. 27)}$$

откуда

$$\alpha \approx 2\Delta; \quad \omega \approx \frac{1}{T_1}\sqrt{2\Delta}. \qquad \text{(XVI. 28)}$$

Последнее выражение дает возможность определить верхнюю границу полосы частот.

Если силой тока во вторичной обмотке дифференцирующего трансформатора пренебречь нельзя, то физические процессы в обмотках трансформатора описываются следующими дифференциальными уравнениями:

$$\left.\begin{aligned} U_{вх} &= (R_1 + R_{L1})\, i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt}; \\ 0 &= M \frac{di_1}{dt} + (L_2 + L_н) \frac{di_2}{dt} + (R_2 + R_{L2})\, i_2. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XVI. 29)}$$

Применяя к уравнениям (XVI. 29) преобразование Лапласа и исключая значение тока i_1, получим

$$\{ [M^2 + L_1 (L_2 + L_н)]\, s^2 - [L_1 (R_2 + R_{L2}) + (R_1 + R_{L1}) (L_2 + L_н)]\, s -$$

$$- (R_1 + R_{L1}) (R_2 + R_{L2}) \}\, i_2(s) = MsU_{вх}(s). \qquad \text{(XVI. 30)}$$

Отсюда передаточная функция дифференцирующего трансформатора имеет вид

$$KW(s) = \frac{i_2(s)}{U_{вх}(s)} =$$

$$= \frac{Ms}{[M^2 + L_1 (L_2 + L_н)]\, s^2 - [L_1 (R_2 + R_{L2}) + (R_1 + R_{L1}) (L_2 - L_н)]\, s - (R_1 + R_{L1}) (R_2 + R_{L2})}. \qquad \text{(XVI. 31)}$$

Если пренебречь индуктивностью нагрузки $L_н = 0$, а также влиянием рассеяния, т. е. принять $M^2 = L_1 L_2$, то передаточную функцию дифференцирующего трансформатора можно записать следующим образом:

$$KW(s) = \frac{i_2(s)}{U_{вх}(s)} = \frac{ks}{(T_1 + T_2)s + 1}, \qquad \text{(XVI. 32)}$$

где $T_1 = \frac{L_1}{R_1 + R_{L_1}}$ — постоянная времени первичной цепи трансформатора;

$T_2 = \frac{L_2}{R_2 + R_{L2}}$ — постоянная времени вторичной цепи трансформатора;

$$k = \frac{M}{(R_1 + R_{L1})(R_2 + R_{L2})}.$$

Уравнение (XVI. 32) показывает, что при отсутствии рассеяния и работе дифференцирующего трансформатора на омическую нагрузку передаточная функция имеет такой же вид, как и в случае, когда трансформатор работает в режиме холостого хода. Переходный процесс характеризуется постоянной времени, равной сумме постоянных времени цепей первичной и вторичных обмоток трансформатора. Ток во вторичной обмотке трансформатора лишь приближенно отражает производную от первичного напряжения. Знаменатель передаточной функции (апериодическое звено) вносит отставание по фазе и тем самым значительно ослабляет эффект дифференцирования. Лишь в том случае, когда суммарная постоянной времени мала $(T_1 + T_2)$, можно приближенно считать, что сила тока пропорциональна производной входного напряжения. Уменьшение постоянных времени T_1 и T_2 может быть достигнуто за счет уменьшения индуктивности при введении в магнитную цепь трансформатора воздушного зазора, а также при введении в цепь обмоток добавочных сопротивлений. Воздушный зазор уменьшает искажение выходного напряжения, возникающего в результате насыщения магнитной цепи дифференцирующего трансформатора. Изменение воздушного зазора дает возможность получить нужный эффект дифференцирования и почти не уменьшает силы тока во вторичной обмотке трансформатора.

Таким образом, применение дифференцирующего трансформатора целесообразно в том случае, когда мощность во вторичной цепи почти не потребляется.

Электрические интегрирующие элементы. Интегрирующие элементы могут быть использованы в следящих системах для компенсации ошибки слежения в установившемся режиме. Для простейшего интегрирующего контура, составленного из конденсатора и сопротивления (фиг. XVI. 11,*а*), справедливы следующие дифференциальные уравнения:

$$\left.\begin{aligned} U_{вх} &= Ri + \frac{1}{C}\int i dt; \\ U_{вых} &= \frac{1}{C}\int i dt. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XVI. 33)}$$

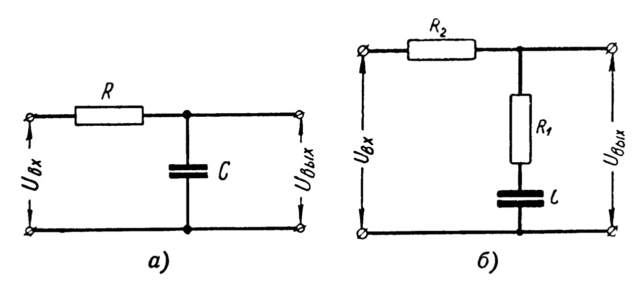
Решая эти уравнения совместно, получим выражение, устанавливающее связь между выходом $U_{вых}$ и входом $U_{вх}$:

$$\frac{1}{CR}\int_0^t U_{вх}dt = U_{вых} + \frac{1}{CR}\int_0^t U_{вых}dt \qquad (XVI.34)$$

или

$$T\frac{dU_{вых}}{dt} + U_{вых} = U_{вх}, \qquad (XVI.35)$$

где $T = RC$ — собственная постоянная времени контура.



Фиг. XVI. 11. Интегрирующие элементы R, C.

Передаточная функция определяется выражением

$$KW(s) = \frac{U_{вых}(s)}{U_{вх}(s)} = \frac{1}{Ts+1}. \qquad (XVI.36)$$

Выражение для амплитудно-фазовой частотной характеристики (фиг. XVI. 12, *а*) имеет вид

$$KW(j\omega) = \frac{U_{вых}(j\omega)}{U_{вх}(j\omega)} = \frac{1}{1+Tj\omega} = \frac{1}{\sqrt{T^2\omega^2+1}}\, e^{-j\,\mathrm{arctg}\, T\omega}. \qquad (XVI.37)$$

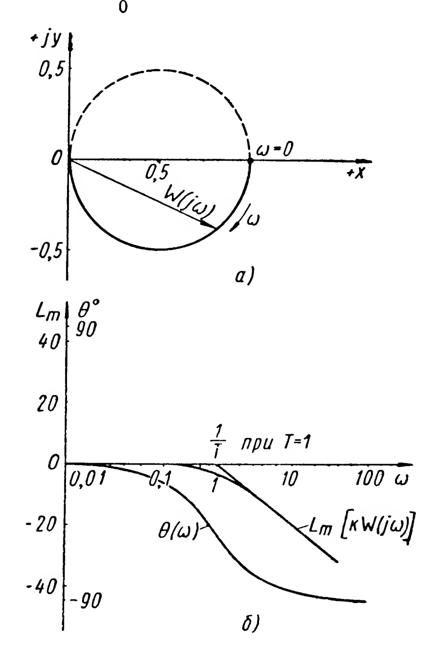
Логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики представлены на фиг. XVI. 12, *б*.

Логарифмическая амплитудная характеристика имеет отрицательный наклон 20 *дб* на декаду с частоты $\omega = \frac{1}{T}$ и, следовательно, может рассматриваться как интегрирующий элемент для напряжения $U_{вх}(t)$, полоса частотного спектра которого больше величины $\frac{1}{T}$.

Выражение для переходной функции звена (фиг. XVI. 13) имеет вид

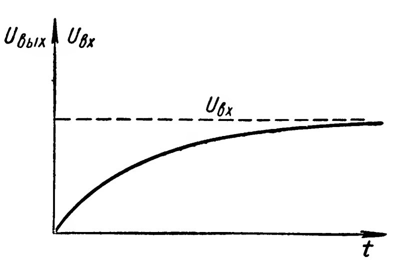
$$U_{вых} = \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right). \qquad (XVI.38)$$

Приведенные уравнения показывают, что интегрирующему контуру свойственна принципиальная ошибка, которая определяется членом $\frac{1}{RC}\int_0^t U_{вых}dt$ уравнения (XVI. 34).

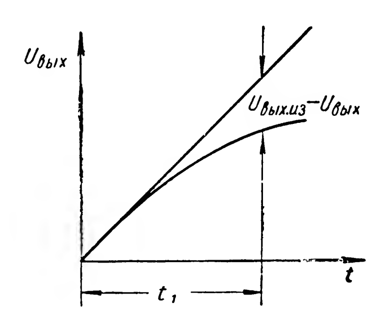


Фиг. XVI. 12. Частотные характеристики интегрирующего контура:

а — амплитудно-фазовая характеристика; *б* — логарифмические амплитудная и фазовая характеристики.



Фиг. XVI. 13. Переходная функция интегрирующего звена.



Фиг. XVI. 14. Ошибки при интегрировании.

В идеальном случае выходное напряжение определялось бы выражением

$$U_{вых\,и}=\frac{1}{RC}\int_0^t U_{вх}dt.$$

Если $U_{вх} = 1$, то $U_{вых\,и}=\frac{t}{RC}$.

Величина ошибки определяется разностью между выходным напряжением $U_{вых\,и}$ и действительным напряжением $U_{вых}$ (фиг. XVI. 14):

$$U_{вых\,и}-U_{вых}=\frac{t}{RC}-1-e^{-\frac{t}{RC}}. \qquad \text{(XVI. 39)}$$

При малых значениях времени t ошибка в интегрировании также мала и возрастает по мере увеличения t.

Для уменьшения ошибки необходимо увеличить постоянную времени RC, однако при этом снижается величина масштабного коэффициента. Улучшение работы интегрирующего элемента достигается применением усилителя. Получить на выходе корректирующего устройства сигнал, пропорциональный ошибке (координате) и интегралу от ошибки, можно, применив схему, представленную на фигуре (XVI. 11, *б*). Для данной схемы справедливы следующие дифференциальные уравнения:

$$\left.\begin{aligned} U_{вх} &= i(R_1 + R_2) + \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt; \\ U_{вых} &= iR_1 + \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XVI. 40)}$$

Зависимость выходного $U_{вых}$ и входного $U_{вх}$ напряжений определяется уравнением

$$U_{вх}\frac{R_1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{C(R_1 + R_2)}\int_0^t U_{вх}dt =$$

$$= U_{вых} + \frac{1}{C(R_1 + R_2)}\int_0^t U_{вых}dt, \qquad \text{(XVI. 41)}$$

или

$$T\frac{dU_{вых}}{dt} + U_{вых} = \tau\frac{dU_{вх}}{dt} + U_{вх}, \qquad \text{(XVI. 42)}$$

где

$$T = C(R_1 + R_2); \ \tau = CR_1.$$

Передаточная функция определяется выражением

$$KW(s) = \frac{U_{вых}(s)}{U_{вх}(s)} = \frac{\tau s + 1}{Ts + 1}. \qquad \text{(XVI. 43)}$$

Выражение для амплитудно-фазовой частотной характеристики (фиг. XVI. 15, *а*) имеет вид

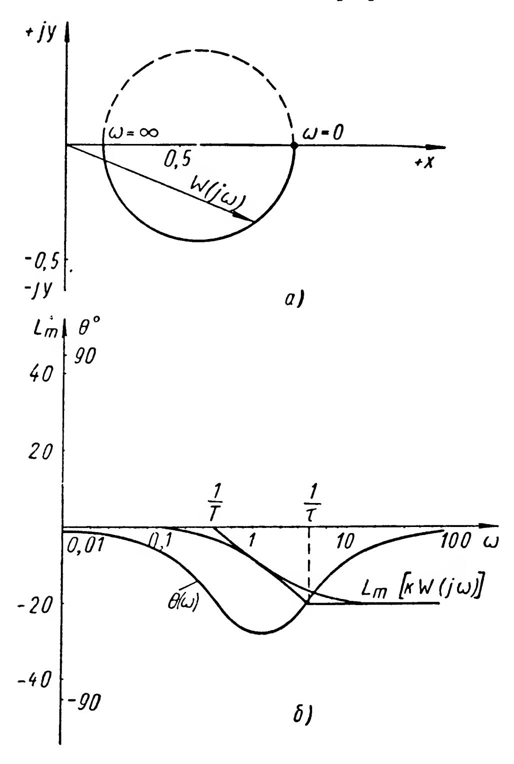
$$KW(j\omega) = \frac{\tau j\omega + 1}{Tj\omega + 1} = \sqrt{\frac{\tau^2\omega^2 + 1}{T^2\omega^2 + 1}}\,e^{j(\operatorname{arctg}\tau\omega - \operatorname{arctg}T\omega)}. \qquad \text{(XVI. 44)}$$

Логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики представлены на фиг. XVI. 15, *б*.

При $T > \tau$ и $\omega > 0$ амплитудно-фазовая характеристика представляет собой полуокружность, расположенную в четвертом квадранте. Логарифмическая амплитудная частотная характеристика

показывает, что данный контур может рассматриваться как интегрирующий для частот $\omega < \frac{1}{\tau}$.

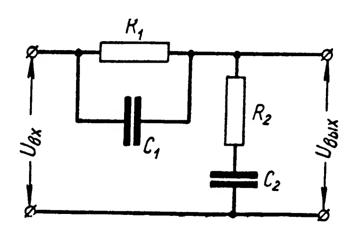
Чем больше значение T, тем в более широком диапазоне частот можно пренебречь в знаменателе единицей по сравнению с Ts, т. е. тем больше точность интегрирования входного напряжения. Однако увеличение T способствует ослаблению сигнала при высоких частотах.



Фиг. XVI. 15. Частотные характеристики интегрирующего контура:

а — амплитудно-фазовая характеристика; *б*—логарифмические амплитудная и фазовая характеристики.

В тех случаях, когда закон регулирования должен учитывать как производную, так и интеграл от сигнала ошибки, может быть применен пассивный интегро-дифференцирующий RC-контур (фиг. XVI. 16), сочетающий свойства рассмотренных ранее пассивного дифференцирующего и пассивного интегрирующего элементов.



Фиг. XVI. 16. Интегро-дифференцирующий контур R, C.

Связь между выходом $U_{вых}$ и входом $U_{вх}$ определяется дифференциальным уравнением

$$\tau_1\tau_2 \frac{d^2U_{вых}}{dt^2} + (\tau_1 + \tau_2 + R_1C_2)\frac{dU_{вых}}{dt} + U_{вых} = \tau_1\tau_2 \frac{d^2U_{вх}}{dt^2} + $$

$$+ (\tau_1 + \tau_2)\frac{dU_{вх}}{dt} + U_{вх}, \qquad \text{(XVI. 45)}$$

где

$$\tau_1 = C_1R_1; \quad \tau_2 = C_2R_2.$$

Передаточная функция контура имеет вид

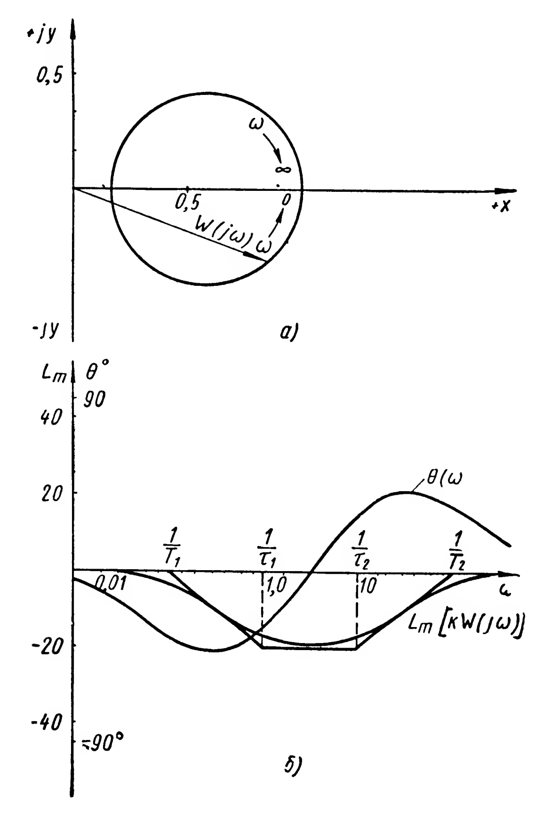
$$KW(s) = \frac{U_{вых}(s)}{U_{вх}(s)} = \frac{\tau_1\tau_2 s^2 + (\tau_1 + \tau_2)s + 1}{\tau_1\tau_2 s^2 + (\tau_1\tau_2 + R_1C_2)s + 1} = \frac{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)}{(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)}, \tag{XVI. 46}$$

где

$$T_1 = \frac{2\tau_1\tau_2}{\tau_1 + \tau_2 + C_2R_1 - \sqrt{(\tau_1 + \tau_2 + C_2R_1)^2 - 4\tau_1\tau_2}};$$

$$T_2 = \frac{2\tau_1\tau_2}{\tau_1 + \tau_2 + C_2R_1 + \sqrt{(\tau_1 + \tau_2 + C_2R_1)^2 - 4\tau_1\tau_2}}.$$

Данный контур ведет себя как пассивный интегрирующий элемент при низких частотах и как дифференцирующий элемент при высоких частотах.



Фиг. XVI. 17. Частотные характеристики интегро-дифференцирующего контура.

Дифференцирование и интегрирование, как и в предыдущих случаях, выполняется с некоторым искажением, обусловленным наличием в знаменателе выражения (XVI. 46) членов $\tau_1\tau_2 s^2 + 1$.

В частности, выходное напряжение имеет конечную величину при нулевой и бесконечной частоте.

Выражение для амплитудно-фазовой частотной характеристики (фиг. XVI. 17, *а*) интегро-дифференцирующего контура имеет вид

$$KW(j\omega) = \frac{U_{вых}(j\omega)}{U_{вх}(j\omega)} = \frac{(1+\tau_1 j\omega)(1+\tau_2 j\omega)}{(1+T_1 j\omega)(1+T_2 j\omega)}. \qquad \text{(XVI. 47)}$$

Логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики даны на фиг. (XVI. 17, *б*).

2. ТИПОВЫЕ КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Рассмотренные выше дифференцирующие и интегрирующие элементы составляют лишь небольшую долю от общего числа электрических пассивных корректирующих элементов, применяемых на практике. По существу возможное число таких контуров не ограничено, поскольку оно определяется лишь имеющимся в распоряжении числом элементов R, C и L. Контуры с большим числом элементов R, C и L уже нельзя классифицировать как дифференцирующие или интегрирующие, так как они имеют сложные передаточные функции.

Более удобно классифицировать электрические корректирующие устройства не в зависимости от осуществляемой ими математической операции, а вида их частотных характеристик. Исходя из этого их можно подразделить на следующие группы:

а) корректирующие контуры, имеющие максимальный наклон логарифмической амплитудной частотной характеристики 20 *дб* на декаду и создающие опережение на фазе (корректирующие устройства с положительным наклоном логарифмической амплитудной частотной характеристики 20 *дб* на декаду);

б) корректирующие контуры с положительным наклоном логарифмической амплитудной характеристики 40 *дб* на декаду;

в) корректирующие контуры с отрицательным наклоном логарифмической амплитудной характеристики 20 *дб* на декаду;

г) корректирующие контуры с отрицательным наклоном логарифмической амплитудной характеристики 40 *дб* на декаду;

д) корректирующие контуры с положительным и отрицательным наклоном логарифмической амплитудной характеристики.

Согласно данной классификации в табл. XVI. 1 приведены типовые пассивные электрические контуры, соответствующие им передаточные функции и логарифмические амплитудные частотные характеристики. Пользуясь этой таблицей, можно выбрать корректирующий контур непосредственно по виду его характеристики.

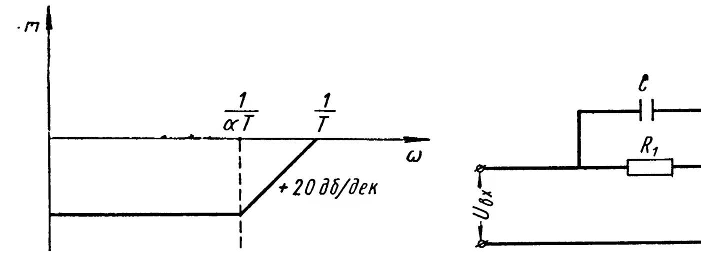
Значения параметров T_a и T_b, отмеченные на фигурах, можно получить, заменив многочлены в передаточных функциях $K_z Z(s)$ выражениями вида $(T_a s + 1)$ $(T_b s + 1)$. Отсюда нетрудно получить значения T_a и T_b, решив квадратное уравнение.

В некоторых случаях удается по заданным требованиям к качеству или точности системы и известным частотным характеристикам

неизменяемой части определить логарифмические частотные характеристики последовательного корректирующего звена с передаточной функцией $K_d W_d(s)$ и параллельного корректирующего звена с передаточной функцией $K_z Z(s)$.

По логарифмическим частотным характеристикам, изображенным в виде кривых, определить передаточную функцию и выбрать схему корректирующего звена (табл. XVI. 2)*.

Часто логарифмическая амплитудная частотная характеристика корректирующей цепи характеризуется простой кривой, которую можно представить в виде небольшого числа сопрягающихся прямолинейных отрезков.



Фиг. XVI. 18. Логарифмическая амплитудная частотная характеристика дифференцирующего контура.

Фиг. XVI. 19. Дифференцирующий контур.

По таким характеристикам легко выбрать ту или иную пассивную электрическую схему и ее параметры.

Предположим, например, что найденная характеристика корректирующего звена имеет вид, изображенный на фиг. XVI. 18. По таблице находим соответствующую ей схему дифференцирующего контура (фиг. XVI. 19).

По данным частотам излома логарифмической амплитудной частотной характеристики, задаваясь величиной емкости C, по формулам, приведенным в п. 2 табл. XVI. 2, легко найти остальные параметры контура:

$$R_1 = \frac{\alpha T}{C}; \quad R_2 = \frac{R_1}{\alpha - 1}. \qquad \text{(XVI. 48)}$$

Предположим далее, что найденной характеристике корректирующего звена (фиг. XVI. 20) соответствует следующая передаточная функция (фиг. XVI. 21, табл. XVI. 2, п. 3):

$$K_Z W_Z(s) = K_Z \frac{(1+\alpha T_1 s)(1+T_2 s)}{(1+T_1 s)(1+\alpha T_2 s)}. \qquad \text{(XVI. 49)}$$

* Таблица XVI. 2 взята из раздела 43 «Теория автоматического регулирования», составленного Л. С. Гольдфарбом, Электротехнического справочника, под общей редакцией профессоров Московского энергетического института, т. II.

Корректирующие устройства

1. Корректирующие устройства с опережением по фазам и с

Схема корректирующего устройства	Передаточная функция $K_Z Z(s)$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{E_2(s)}{E_1(s)} = \dfrac{T_1 s}{T_1 s + 1}$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{E_2(s)}{E_1(s)} = \dfrac{T_1 s}{T_2 s + 1}$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{E_2(s)}{E_1(s)} = \dfrac{T_1 s}{T_2 s + 1}$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{E_2(s)}{E_1(s)} = \dfrac{T_1 s}{T_2 s + 1}$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{E_2(s)}{E_1(s)} = \dfrac{T_1 s}{T_2 s + 1}$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{E_2(s)}{E_1(s)} = L_0 \dfrac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1}$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{E_2(s)}{E_1(s)} = L_0 \dfrac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1}$

постоянного тока

наибольшим наклоном амплитудной характеристики 20 *дб/дек*

L_0	L_∞	T_1	T_2	Асимптотическая логарифмическая амплитудная характеристика
0	1	R_1C_1	—	
0	$\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}}$	R_1C_1	$\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)T_1$	
0	$\frac{1}{1+\frac{C_1}{C_2}}$	R_1C_2	$R_1(C_1+C_2)$	
0	$\frac{1}{1+\frac{R_3}{R_2}+\frac{R_3}{R_1}}$	$\frac{R_1R_2}{R_2+R_3}C_1$	$\left(R_1+\frac{R_2R_3}{R_2+R_3}\right)C_1$	
0	$\frac{1}{1+\frac{C_2}{C_1}}$	R_1C_1	$\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right)T_1$	
$\frac{1}{1+\frac{C_2}{C_1}}$	1	R_1C_2	$\frac{1}{1+\frac{C_2}{C_1}}T_1$	
$\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}}$	1	R_2C_1	$\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}}T_1$	

Схема корректирующего устройства	Передаточная функция $K_Z Z(s)$
	$K_Z Z(s) = \frac{E_2(s)}{E_1(s)} = L_0 \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1}$
	$K_Z Z(s) = \frac{E_2(s)}{E_1(s)} = L_0 \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1}$
	$K_Z Z(s) = \frac{E_2(s)}{E_1(s)} = G_0 \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1}$
	$K_Z Z(s) = G_0 \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1}$
	$K_Z Z(s) = \frac{E_2(s)}{E_1(s)} = G_0 \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1}$
	$K_Z Z(s) = \frac{E_2(s)}{E_1(s)} = G_0 \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1}$

L_0	L_∞	T_1	T_2	Асимптотическая логарифмическая амплитудная характеристика
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_2}{R_1}}$	1	$\dfrac{L_1}{R_1}$	$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_2}{R_1}}\,T_1$	
$\dfrac{1}{1+\dfrac{C_1}{C_2}}$	$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_2}{R_1}}$	$R_1C_1L_0$	$\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}\right)T_1$	
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_2}{R_1}+\dfrac{R_3}{R_1}}$	$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_3}{R_1}}$	R_2C_1	$\dfrac{R_1+R_3}{R_1+R_2+R_3}\,T_1$	
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_2}{R_1}}$	$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_2R_3}{R_1(R_3+R_3)}}$	$(R_2+R_3)\,C_1$	$\dfrac{R_1+\dfrac{R_2R_3}{R_2+R_3}}{R_1+R_2}\,T_1$	
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_2}{R_1}}$	$\dfrac{1}{1+\dfrac{L_2}{L_1}}$	$\dfrac{L_1}{R_1}$	$L_0\left(1+\dfrac{L_2}{L_1}\right)T_1$	
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_2}{R_1}+\dfrac{R_3}{R_1}}$	$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_3}{R_1}+\dfrac{R_2R_4}{R_1(R_2+R_4)}}$	$(R_2+R_4)\,C_1$	$\dfrac{R_1+R_3+\dfrac{R_2R_4}{R_2+R_4}}{R_1+R_2+R_3}\,T_1$	

Схема корректирующего устройства	Передаточная функция $K_Z Z(s)$
	$K_Z Z(s) = \frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{T_2(T_1 s + 1)s}{T_1 T_2 s^2 + \left[T_1\left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) + T_2\left(1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_3}{R_2}\right)\right] s + 1}$
	$K_Z Z(s) = \frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{T_1 T_2 s^2 + (T_1 + T_2)s + \frac{1}{L_0}}$;
	$K_Z Z(s) = \frac{T_1 T_2 s^2 + T_1 s + 1}{T_1 T_2 s^2 + T_1\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)s + \frac{1}{L_0}}$
	$K_Z Z(s) = \frac{E_2(s)}{\theta_2(s)} = K_г s$, где $K_г$ - постоянная тахогенератора
	$K_Z Z(s) = \frac{E_2(s)}{\theta_2(s)} = \frac{K_г s}{T_1 s + 1}$
	$K_Z Z(s) = \frac{U_{вых}(s)}{\alpha(s)} = K_г s$ $K_г = \frac{J\Omega}{K_в}$, где $J\Omega$ — кинетический момент ротора; $K_в$ — коэффициент восстанавливающего момента
	2. Корректирующие устройства с опережением по фазе и с
	$K_Z Z(s) = \frac{T_1 T_2 s^2}{T_1 T_2 s^2 + \left[T_1\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + T_2\right] s + 1}$

L_0	L_∞	T_1	T_2	Асимптотическая логарифмическая амплитудная характеристика
0	1	R_3C_2	$\frac{R_1R_2}{R_2+R_3}C_1$	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_1}$; $\frac{1}{T_b}$; L_∞; ω; 20 дб/дек
$\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}}$	1	R_2C_1	$\frac{L_1}{R_1}$	Lm дб; 0; -20; L_0; $\frac{1}{T_1}$; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_2}$; $\frac{1}{T_b}$; L_∞; 20 дб/дек; 20 дб/дек
$\frac{1}{1+\frac{C_1}{C_2}}$	1	R_1C_1	$\frac{L_1}{R_1}$	Lm дб; 0; -20; L_0; $\frac{1'}{T_a}$; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1'}{T_b}$; $\frac{1}{T_b}$; L_∞; ω; 20 дб/дек; 20 дб/дек
0	∞	—	—	Lm дб; 0; -20; 1,0; 20lgK; ω; 20 дб/дек
0	$\frac{K_2R_1}{L_2}$	$\frac{L_2}{R_1+R_2}$	—	Lm дб; 0; -20; 20 дб/дек; $\frac{1}{T_1}$; L_∞; ω
0	∞	—	—	Lm дб; 0; -20; ω; 20 дб/дек

наибольшим наклоном амплитудной характеристики 40 *дб/дек*.

0	1	R_1C_1	R_2C_2	Lm дб; 0; 20; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; L_∞; ω; 40 дб/дек; 20 дб/дек

Схема корректирующего устройства	Передаточная функция $K_Z Z(s)$
	$K_Z Z(s) = \frac{T_1 T_2 s^2}{T_1 T_2 s^2 \left[1+\frac{R_3(R_1+R_2)}{R_1+R_2}\right]+\left[T_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+T_2\left(1+\frac{R_3}{R_2}\right)\right]s+1}$
	$K_Z Z(s) = \frac{T_1 s(T_2 s+1)}{T_1 T_2 s^2 + T_1 s + 1}$
	$K_Z Z(s) = \frac{T_1 s(T_2 s+1)}{T_1 T_2 s^2\left(1+\frac{L_2}{L_1}\right)+T_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+1}$
	$K_Z Z(s) = \frac{T_1\frac{C_2}{C_1}s\left(T_2\frac{C_1}{C_2}s+1\right)}{T_1 T_2 s^2+\left(T_1\frac{C_2}{C_1}+T_2\right)s+1}$
	$K_Z Z(s) = \frac{(T_1 s+1)(T_2 s+1)}{T_1 T_2 s^2+\left\{T_1\left(1+\frac{R_3}{R_1}\right)+T_2\left[1+\frac{R_4(R_1+R_2)}{R_1 R_2}\right]\right\}s+\frac{1}{L_0}}$
	$K_Z Z(s) = \frac{T_1 T_2 (T_3 s+1) s^2}{T_1 T_2 T_3 s^3+\left[T_1\left(T_2+T_3\frac{R_2}{R_1}\right)+T_2 T_3\right]s^2+\left[T_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+T_2\right]s+1}$

L_0	L_∞	T_1	T_2	T_3	Асимптотическая логарифмическая амплитудная характеристика
0	$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_3(R_1+R_2)}{R_1R_2}}$	R_1C_1	R_2C_2	—	
0	1	R_1C_1	$\dfrac{L_1}{R_1}$	—	
0	$\dfrac{1}{1+\dfrac{L_2}{L_1}}$	R_1C_1	$\dfrac{L_1}{R_1}$	—	
0	1	R_1C_1	R_2C_2	—	
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_3}{R_1}+\dfrac{R_4(R_1+R_2+R_3)}{R_1R_2}}$	1	R_4C_2	R_3C_1	—	
0	1	R_1C_1	R_2C_2	$\dfrac{L_1}{R_2}$	

Схема корректирующего устройства	Передаточная функция $K_Z Z(s)$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{T_1 s (T_2 s + 1)(T_3 s + 1)}{T_1 T_2 T_3 s^3 + T_1 (T_2 + T_3) s^3 + \left[T_1 + T_2\left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)\right] s + 1}$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{T_1 T_2 s^2 + \left(T_1 \cdot \frac{R_2}{R_3} + T_2 \frac{R_1}{R_1 + R_3}\right) s + L_0}{T_1 T_2 s^2 + \left[T_1 + T_2\left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right)\right] s + 1}$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{T_1 T_2 \left[1 + \frac{(R_1 + R_2) R_5}{R_1 R_3}\right] s^2 + \left\{T_1 \left[1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{(R_1 + R_2 + R_3) R_5}{R_1 R_5}\right] + T_2 \left[1 + \frac{(R_1 + R_3)(R_4 + R_5)}{R_3 R_5}\right]\right\} s + \frac{1}{L_0}}$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{T_2 K_r s^2}{T_2 T_3 s^2 + (T_1 + T_2) s + 1}$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{E_C(s)}{\theta_{дв}(s)} = K_\mu (T_1 s + 1) s,$ где $K_\mu = \dfrac{K_e R_3}{R_2 + R_3}$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{E_C(s)}{\theta_{дв}(s)} = \dfrac{K_\mu (T_1 s + 1) s}{T_2 s + 1},$ где $K_\mu = \dfrac{K_e R_3}{R_2 + R_3}$

L_0	L_∞	T_1	T_2	T_3	Асимптотическая логарифмическая амплитудная характеристика
0	1	$R_1(C_1+C_2)$	$\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}R_2$	$\frac{L_1}{R_1}$	
$\frac{1}{1+\frac{R_3}{R_1}}$	1	$\frac{R_1R_3}{R_1+R_3}C_1$	R_3C_2	—	
$\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{(R_1+R_2+R_3)(R_4+R_5)}{R_1R_3}}$	$\frac{1}{1+\frac{(R_1+R_3)R_5}{R_1R_3}}$	R_4C_2	R_2C_1	—	
0	$\frac{KrR_1}{L_1}$	RrC_1	R_1C_1	$\frac{Lr}{R_1}$	
0	∞	$\frac{1-\frac{R_1R_2}{R_3R_{дв}}}{1+\frac{R_1}{R_{дв}}}T_{дв}$	—	—	
0	∞	$\frac{1-\frac{R_1R_2}{R_3R_{дв}}}{1+\frac{R_1}{R_{дв}}}T_{дв}$	$\frac{R_2R_3}{R_2+R_3}C_1$		

Схема корректирующего устройства	Передаточная функция $K_Z Z(s)$
	$$\frac{T_1T_2(T_3s+1)(T_4s+1)s^2}{T_1T_2T_3T_4s^4+\left[T_1T_3T_4\left(1+\frac{R_2}{R_3}\right)+T_1T_2T_3+T_1T_2T_4+T_1T_3T_4\frac{R_2}{R_3}\right]s^3+\left[T_1T_3\left(1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_2}{R_3}\right)+T_2T_3\left(1+\frac{R_1}{R_3}\right)+T_3T_4\frac{R_1}{R_3}+T_1T_2+T_1T_4\right]s^2+\left[T_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+T_3\left(1+\frac{R_1}{R_3}\right)+T_3\right]s+1}$$
3. Корректирующие устройства с запаздыванием по фазе и с	
	$$K_Z Z(s)=\frac{1}{T_1s+1}$$
	$$K_Z Z(s)=\frac{1_0}{T_1s+1}$$
	$$K_Z Z(s)=\frac{L_0}{T_1s+1}$$
	$$K_Z Z(s)=\frac{L_0}{T_1s+1}$$
	$$K_Z Z(s)=\frac{L_0}{T_1s+1}$$

L_0	L_∞	T_1	T_2	T_3	Асимптотическая логарифмическая амплитудная характеристика
0	1	R_1C_1	R_2C_2	R_3C_3 $T_4 = \frac{L_1}{R_1}$	
наибольшим наклоном амплитудной характеристики 20 *дб/дек*.					
1	0	R_1C_1	—	—	
$\frac{1}{1+\frac{C_1}{C_2}}$	0	$R_1\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}$	—	—	
$\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}}$	0	$\frac{L_1}{R_1+R_2}$	—	—	
$\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}}$	0	$L_0R_2C_1$	—	—	
R_1	0	$\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}C_1$	—	—	

Схема корректирующего устройства	Передаточная функция $K_Z Z(s)$
R_1, C_2, C_3, C_1, e_1, e_2	$K_Z Z(s) = \frac{L_0}{T_1 s + 1}$
R_2, R_1, C_1, e_1, e_2	$K_Z Z(s) = \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1}$
R_3, R_2, R_1, C_1, e_1, e_2	$K_Z Z(s) = L_0 \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1}$
R_4, R_3, R_1, R_2, C_2, e_1, e_2	$K_Z(s) = L_0 \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1}$
	4. Корректирующие устройства с запаздыванием по фазе
R_1, L_1, C_1, e_1, e_2	$K_Z Z(s) = \frac{1}{T_1 T_2 s^2 + T_1 s + 1}$
R_2, R_1, C_2, C_1, e_1, e_2	$K_Z Z(s) = \frac{1}{T_1 T_2 s^2 + \left[T_1\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + T_2\right] s + 1}$

L_0*	L_∞	T_1	T_2	Асимптотическая логарифмическая амплитудная характеристика
$\dfrac{1}{1+\dfrac{C_1}{C_2}}$	0	$R\left(C_3+\dfrac{C_1C_2}{C_1+C_2}\right)$	—	Lm дб; 0; L_0; $\frac{1}{T_1}$; -20 дб/дек; ω
1	$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_2}{R_1}}$	R_1C_1	$\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}\right)T_1$	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_2}$; -20 дб/дек; $\frac{1}{T_1}$; L_∞; ω
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_3}{R_1}}$	$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_3}{R_1}+\dfrac{R_3}{R_2}}$	C_1R_2	$\left[1+\dfrac{R_1R_3}{R_2(R_1+R_3)}\right]T_1$	Lm дб; 0; -20; L_0; $\frac{1}{T_2}$; -20 дб/дек; $\frac{1}{T_1}$; L_∞; ω
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_4}{R_1}+\dfrac{R_4}{R_2+R_3}}$	$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_4}{R_3}+\dfrac{R_4}{R_1}}$	$\dfrac{R_2R_3}{R_2+R_3}C_2$	$\dfrac{1+\dfrac{R_4}{R_3}+\dfrac{R_4}{R_1}}{1+\dfrac{R_4}{R_1}+\dfrac{R_4}{R_2+R_3}}T_1$	Lm дб; 0; -20; L_0; $\frac{1}{T_2}$; -20 дб/дек; $\frac{1}{T_1}$; L_∞; ω

и с наибольшим наклоном амплитудной характеристики 40 *дб/дек*.

1	0	R_1C_1	$\dfrac{L_1}{R_1}$	Lm дб; 0; -20; L_0; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; -20 дб/дек; -40 дб/дек; ω
1	0	R_1C_1	R_2C_2	Lm дб; 0; -20; L_0; $\frac{1}{T_1}$; $\frac{1}{T_2}$; -20 дб/дек; -40 дб/дек; ω

Схема корректирующего устройства	Передаточная функция $K_Z Z(s)$
R_1, L_1, C_2, C_1, e_1, e_2	$K_Z Z(s) = \dfrac{L_0}{T_1 T_2 s^2 + T_1 s + 1}$
R_2, L_1, C_1, R_1, e_1, e_2	$K_Z Z(s) = \dfrac{L_0}{T_1 T_2 s^2 + \left(T_1 + T_2 \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}\right) s + 1}$
R_4, R_3, R_2, C_2, C_1, R_1, e_1, e_2	$K_Z Z(s) = \dfrac{1}{T_1 T_2 s^2 + \left[T_1 \left(1 + \dfrac{R_4}{R_3}\right) + T_2 \left(\dfrac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1}\right)\right] s + \dfrac{1}{L_0}}$
R_3, L_1, R_2, C, R_1, e_1, e_2	$K_Z Z(s) = \dfrac{T_1 s + 1}{T_1 T_2 s^2 \left(\dfrac{1}{1 + \dfrac{R_2}{R_1} + \dfrac{R_3}{R_1}}\right) + \left(T_2 \dfrac{1}{1 + \dfrac{R_2}{R_1} + \dfrac{R_3}{R_1}} + T_1 \dfrac{1}{1 + \dfrac{R_1}{R_2 + R_3}}\right) s + 1}$
R_4, R_2, R_3, C_2, R_1, C_1, e_1, e_2	$K_Z Z(s) = \dfrac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{T_1 T_2 \left[\left(1 + \dfrac{R_4}{R_3}\right)\left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right) + \dfrac{R_4}{R_1}\right] s^2 + T_1 \left(1 + \dfrac{R_4}{R_1} + \dfrac{R_2}{R_1}\right) + T_2 \left(1 + \dfrac{R_4}{R_3}\right)\Big] s + 1}$

L_0	L_∞	T_1	T_2	Асимптотическая логарифмическая амплитудная характеристика
$\frac{1}{1+\frac{C_1}{C_2}}$	0	$\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}R_1$	$\frac{L_1}{R_1}$	
$\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}}$	0	$\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}C_1$	$\frac{L_1}{R_2}$	
$\frac{R_1}{R_1+R_2+R_3+R_4}$	0	$\frac{R_1+R_2}{R_1}R_3C_1$	R_4C_2	
$\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_3}{R_1}}$	0	R_2C_1	$\frac{L_1}{R_1}$	
1	$\frac{1}{\left(1+\frac{R_4}{R_3}\right)\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+\frac{R_4}{R_1}}$	R_1C_1	R_3C_2	

Схема корректирующего устройства	Передаточная функция $K_Z Z(s)$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{\dfrac{R_1}{R_1+R_3}(T_1 s+1)(T_2 s+1)}{T_1 T_2\left\{\left[1+\dfrac{R_1 R_3}{R_2(R_1+R_3)}\right]\left(1+\dfrac{R_5}{R_4}\right)+\dfrac{R_5(R_1+R_2)}{R_2(R_1+R_3)}\right\}s^2+\left\{T_1\left[1+\dfrac{R_1 R_3}{R_2(R_1+R_3)}+\dfrac{R_5(R_1+R_2)}{R_2(R_1+R_2)}\right]+T_2\left(1+\dfrac{R_5}{R_4}+\dfrac{R_5}{R_1+R_3}\right)\right\}s+\dfrac{R_1}{R_4(R_1+R_3)}}$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{T_1 s+1}{T_1 T_2\left(\dfrac{R_3}{R_2}+\dfrac{R_3}{R_1}\right)s^2+\left[T_1\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}+\dfrac{R_3}{R_1}\right)+T_2\dfrac{R_3}{R_2}\right]s+1}$
	5. Корректирующие устройства с опере
	$K_Z Z(s) = \dfrac{(T_1 s+1)(T_2 s+1)}{T_1 T_2 s^2+\left[T_1\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}\right)+T_2\right]s+1}$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{T_1 T_2 s^2+T_2 s+1}{T_1 T_2 s^2+\left[T_1\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}\right)+T_2\right]s+1}$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{(T_1 s+1)(T_2 s+1)}{T_1 T_2\left(1+\dfrac{R_2 R_3}{R_1(R_2+R_3)}\right)s^2+\left[T_1\left(1+\dfrac{R_3}{R_1}\right)+T_2\right]s+1}$

L_0	L_∞	T_1	T_2	Асимптотическая логарифмическая амплитудная характеристика
$\frac{R_1}{R_1+R_3+R_5}$	$\frac{\frac{R_1}{R_1+R_3}}{\left[1+\frac{R_1R_3}{R_2(R_1+R_2)}\right]\left(1+\frac{R_5}{R_4}\right)+\frac{R_5(R_1+R_2)}{R_2(R_1+R_3)}}$	R_2C_1	R_4C_2	
1	0	R_1C_1	R_2C_2	

жением и отставанием по фазе

1	1	R_1C_1	R_2C_2	
1	1	$\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}C_1$	$(R_1+R_2)C_2$	
1	$\frac{1}{1+\frac{R_2R_3}{R_1(R_2+R_3)}}$	R_1C_1	$(R_2+R_3)C_2$	

Схема корректирующего устройства	Передаточная функция $K_Z Z(s)$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{T_1 T_2 \left(1 + \dfrac{R_3}{R_1}\right) s^2 + \left[T_2 + T_1 \left(1 + \dfrac{R_2}{R_1} + \dfrac{R_3}{R_1}\right)\right] s + 1}$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{T_1 T_2 \left[1 + \dfrac{R_2 R_3}{R_1 (R_2 + R_3)}\right] s^2 + \left[T_1 \left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right) + T_2\right] s + 1}$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{T_1 T_2 \left[1 + \dfrac{R_2 R_3}{R_1 (R_2 + R_3 + R_4)}\right] s^2 + (T_1 + T_2) s + 1}{T_1 T_2 \left[1 + \dfrac{R_3 (R_2 + R_4)}{R_1 (R_2 + R_3 + R_4)}\right] s^2 + \left[T_1 \left(1 + \dfrac{R_3}{R_1}\right) + T_2\right] s + 1}$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{T_1 T_2 s^2 + \left[T_1 \left(1 + \dfrac{R_3}{R_1}\right) + T_2\right] s + \dfrac{1}{L_0}}$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{E_2(s)}{E_1(s)} = \dfrac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{T_1 T_2 s^2 + \left[T_2 \left(1 + \dfrac{C_1}{C_3}\right) + T_1\right] s + \dfrac{1}{L_0}}$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{T_1 T_2 \left[1 + \dfrac{R_3 R_4}{R_1 (R_3 + R_4)}\right] s^2 + \left\{T_1 \left(1 + \dfrac{R_3}{R_1}\right) + T_2 \left(1 + \dfrac{R_3 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}\right)\right\} s + \dfrac{1}{L_0}}$

L_0	L_∞	T_1	T_2	Асимптотическая логарифмическая амплитудная характеристика
1	$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_3}{R_1}}$	R_1C_1	R_2C_2	
1	$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_2R_3}{R_1(R_2+R_3)}}$	R_1C_1	$(R_2+R_3)C_3$	
1	$\dfrac{1+\dfrac{R_2R_3}{R_1(R_2+R_3+R_4)}}{1+\dfrac{R_3(R_2+R_4)}{R_1(R_2+R_3+R_4)}}$	R_1C_1	$(R_2+R_3+R_4)C_2$	
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_3}{R_1+R_2}}$	1	$\dfrac{R_1R_2}{R_1+R_2}C_1$	R_3C_2	
$\dfrac{1}{1+\dfrac{C_1}{C_2+C_3}}$	1	R_1C_1	$\dfrac{C_2C_3}{C_2+C_3}R_2$	
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_3}{R_1+R_2}}$	$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_3R_4}{R_1(R_3+R_4)}}$	$\dfrac{R_1R_2}{R_1+R_2}C_1$	$(R_3+R_4)C_2$	

Схема корректирующего устройства	Передаточная функция $K_Z Z(s)$
R_5, C_2, R_4, R_3, R_1, R_2, C_1, e_1, e_2	$K_Z Z(s) = \dfrac{T_1 T_2 \left[1 + \dfrac{R_3 R_4}{R_1 (R_3 + R_4 + R_5)}\right] s^2 + \left\{T_1 + T_2 \left[1 + \dfrac{R_3 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4 + R_5)}\right]\right\} s + 1}{T_1 T_2 \left[1 + \dfrac{R_4 (R_3 + R_5)}{R_1 (R_3 + R_4 + R_5)}\right] s^2 + \left\{T_1 \left(1 + \dfrac{R_4}{R_1}\right) + T_2 \left[1 + \dfrac{R_4 (R_3 + R_5)}{(R_1 + R_3)(R_3 + R_4 + R_5)}\right]\right\} s + \dfrac{1}{L_0}}$
R_6, C_2, R_5, R_4, R_2, R_1, R_3, C_1, e_1, e_2	$K_Z Z(s) = \dfrac{T_1 T_2 \left[1 + \dfrac{R_4 R_5}{R_2 (R_4 + R_5 + R_6)}\right] s^2 + \left\{T_1 + T_2 \left[1 + \dfrac{R_4 R_5}{(R_2 + R_3)(R_4 + R_5 + R_6)}\right]\right\} s + 1}{T_1 T_2 \left[1 + \dfrac{R_5 (R_4 + R_6)}{R_2 (R_4 + R_5 + R_6)} + \dfrac{R_6 (R_2 R_4 + R_2 R_5 + R_4 R_5)}{R_1 R_2 (R_4 + R_5 + R_6)}\right] s^2 + \left\{T_1 \left(1 + \dfrac{R_5}{R_2}\right) + T_1 \dfrac{(R_2 R_4 + R_2 R_5 + R_4 R_5)}{R_1 R_2} + T_2 \left[1 + \dfrac{R_5 (R_4 + R_6)}{(R_2 + R_3)(R_4 + R_5 + R_6)}\right] + T_2 \dfrac{R_6 \left(R_4 + R_5 + \dfrac{R_4 R_5}{R_1 + R_2}\right)}{R_1 (R_4 + R_5 + R_6)}\right\} s + \dfrac{1}{L_0}}$
R_3, C_2, R_2, C_1, R_1, e_1, e_2	$K_Z Z(s) = \dfrac{T_1 s}{T_1 T_2 s^2 \dfrac{R_2 R_3}{R_1 (R_2 + R_3)} + \left[T_1 \left(2 \dfrac{R_3}{R_1} + \dfrac{R_2}{R_1}\right) + T_2 \left(1 + \dfrac{R_3}{R_2}\right)\right] \dfrac{R_2}{R_2 + R_3} s + 1}$
R_4, C_1, R_2, L_1, R_3, R_1, e_1, e_2	$K_Z Z(s) = \dfrac{T_1 s}{T_1 T_2 \left(1 + \dfrac{R_4}{R_3}\right) s^2 + \left[T_1 \left(1 + \dfrac{R_2}{R_1} + \dfrac{R_3}{R_1}\right) \dfrac{R_4}{R_3} + T_1 \left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right) + T_2 \left(1 + \dfrac{R_2}{R_1} + \dfrac{R_3}{R_1}\right)\right] s + 1}$
R_4, C_1, R_2, R_3, R_1, e_1, e_2	$K_Z Z(s) = \dfrac{T_1 s (T_2 s + 1)}{T_1 T_2 \left(1 + \dfrac{R_4}{R_3}\right) s^2 + \left[T_1 \left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right) + T_2 \left(\dfrac{R_4}{R_1} + \dfrac{R_4}{R_3} + \dfrac{R_2 R_4}{R_1 R_3}\right) + T_2 \left(\dfrac{1}{1 + \dfrac{R_2}{R_1} + \dfrac{R_3}{R_1}}\right)\right] s + 1}$

L_0	L_∞	T_1	T_2	Асимптотическая логарифмическая амплитудная характеристика
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_4}{R_1+R_2}}$	$\dfrac{1+\dfrac{R_3R_4}{R_1(R_3+R_4+R_5)}}{1+\dfrac{R_4(R_3+R_5)}{R_1(R_3+R_4+R_5)}}$	$\dfrac{R_1R_2}{R_1+R_2}C_1$	$(R_3+R_4+R_5)C_2$	$T_1 \gg T_2$
$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_5}{R_2+R_3}+\dfrac{R_4+R_5-\dfrac{R_4R_5}{R_1+R_2}}{R_1}}$	$\dfrac{1+\dfrac{R_4R_5}{R_2(R_4+R_5+R_6)}}{1+\dfrac{R_5(R_4+R_6)}{R_2(R_4+R_5+R_6)}+\dfrac{R_6\left(R_4+R_5-\dfrac{R_5R_6}{R_2}\right)}{R_1(R_4+R_5+R_6)}}$	$\dfrac{R_2R_3}{R_2+R_3}C_1$	$(R_4+R_5+R_6)C_2$	$T_1 \ll T_2$
0	0	R_1C_1	R_2C_2	
0	0	$\dfrac{R_1R_3}{R_1+R_2+R_3}C_1$	$\dfrac{L_1}{R_1}$	
0	$\dfrac{1}{1+\dfrac{R_4}{R_3}}$	$\dfrac{R_1R_3}{R_1+R_2+R_3}C_1$	$\dfrac{L_1}{R_1}$	

Схема корректирующего устройства	Передаточная функция $K_Z Z(s)$
	$K_Z Z(s) = \frac{E_2(s)}{\theta_2(s)} = \frac{K_r s}{T_1 T_3 s^2 + (T_1 + T_2) s + 1}$
	$K_Z Z(s) = \frac{T_1 s}{T_1 T_2 s^2 + T_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) s + 1}$
	$K_Z Z(s) = \frac{T_1 s}{T_1 T_2 s^2 + T_1 \left[\left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right)\left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right) + \frac{R_3}{R_1}\right] s + 1}$
	$K_Z Z(s) = \frac{T_1 s + 1}{T_1 T_2 T_3 s^3 + \left\{T_1 T_2 \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right) + T_1 T_3 + T_2 T_3 \left[1 + \frac{R_4}{R_3}\left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right)\right]\right\} s^2 + \left\{T_1 + T_2 \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right)\left[1 + \frac{R_4}{R_2}\left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right)\right] + T_3 \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)\right\} s + \frac{1}{L_0}}$
	$K_Z Z(s) = \frac{T_1 s}{T_1 T_2 T_3 \left[1 + \frac{R_5 R_4}{R_3 (R_4 + R_5)}\right] s^3 + \left\{T_1 T_2 \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right)\left[1 + \frac{R_4 R_5}{R_3 (R_4 + R_5)}\left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right)\right] + T_1 T_3 \left[1 + \frac{R_4 R_5}{R_3 (R_4 + R_5)}\right] + T_2 T_3 \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right) \times \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right)\right\} s^2 + \left\{T_1 \left[1 + \frac{R_4 R_5}{R_3 (R_4 + R_5)}\right] + T_2 \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right)\left[1 + \frac{R_4}{R_3}\left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right)\right] + T_3 \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)\right\} s + \frac{1}{L_0}}$

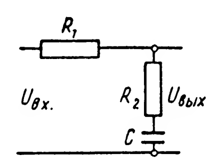
	L_0	L_∞	T_1	T_2	T_3	Асимптотическая логарифмическая амплитудная характеристика
	0	0	R_1C_1	R_rC	$\frac{L_r}{R_r}$	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; ω; 20 дб/дек; -20 дб/дек
	0	0	R_1C_1	$\frac{L_1}{R_1}$	—	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; ω; 20 дб/дек; -20 дб/дек
	0	0	$\frac{R_1R_2}{R_2+R_3}C_2$	R_3C_1	—	Lm дб; 0; -20; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; ω; 20 дб/дек; -20 дб/дек
	$\frac{1}{1+\frac{R_4}{R_3}}$	0	R_4C_3	R_2C_2	R_1C_1	Lm дб; 0; -20; L_0; $\frac{1}{T_1}$; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; $\frac{1}{T_c}$; ω; 20 дб/дек; -20 дб/дек; -40 дб/дек
	$\frac{1}{1+\frac{R_4}{R_3}}$	0	$(R_5+R_4)C_3$	R_2C_2	R_1C_1	Lm дб; 0; -20; L_0; $\frac{1}{T_1}$; $\frac{1}{T_a}$; $\frac{1}{T_b}$; $\frac{1}{T_c}$; ω; 20 дб/дек; -20 дб/дек; -40 дб/дек; $T_1>T_2>T_3$

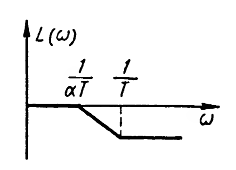
Схема корректирующего устройства	Передаточная функция $K_Z Z(s)$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{(T_1 s+1)(T_2 s+1)}{T_1T_2T_3\left[1+\left(\frac{R_4R_5}{R_4+R_5}\right)\left(\frac{R_1+R_2}{R_1R_2}\right)\right]s^3+\left\{T_1T_2\left[1+\frac{R_4R_5}{R_2(R_4+R_5)}\right]+T_1T_3\left[1+\left(\frac{R_4R_5}{R_4+R_5}\right)\left(\frac{R_1+R_2+R_3}{R_1(R_2+R_1+R_3)}\right)\right]+T_2T_3\left[1+\frac{(R_1+R_2)R_4}{R_1R_2}\right]\right\}s^2+\left\{T_1\left[1+\frac{R_4R_5}{(R_2+R_3)(R_4+R_5)}\right]+T_2\left(1+\frac{R_4}{R_2}\right)+T_3\left[1+\frac{(R_1+R_2+R_3)R_4}{(R_2+R_3)R_1}\right]\right\}s+\frac{1}{L_0}}$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{T_1 s(T_2 s+1)}{T_1T_2T_3\left[\left(1+\frac{R_3}{R_2}\right)\left(1+\frac{C_3}{C_1}+\frac{C_3}{C_2}\right)\right]s^3+\left[T_1T_2\left(1+\frac{R_2}{R_3}+\frac{R_3}{R_1}+\frac{R_2}{R_1}\right)+T_1T_3\left(1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_2}{R_3}+\frac{R_1}{R_3}\right)+T_2T_3\frac{R_3}{R_2+R_3}\left(1+\frac{R_1}{R_2}+\frac{R_1}{R_3}+\frac{R_2}{R_3}\right)\right]s^2+\left[T_1\left(\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_2}{R_3}+\frac{R_1}{R_3}\right)+\frac{T_2R_3}{R_2+R_3}\left(\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_2}{R_3}+\frac{R_1}{R_3}\right)+\frac{T_3R_3}{R_2+R_3}\left(1+\frac{R_1}{R_2}+\frac{R_2}{R_3}\right)\right]s+1}$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{T_1T_2(T_3s+1)(T_4s+1)s^2}{T_1T_2T_3T_4s^4+T_1T_2(T_3+T_4)s^3+[T_1(T_2+T_3+T_4)+T_2T_4]s^2+\left[T_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+T_2\right]s+1}$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{(T_1T_2s^2+T_1s+1)(T_3s+1)}{T_1T_2T_3s^3+[T_1(T_2+T_3)]s^2+\left[T_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+T_3\right]s+1}$
	$K_Z Z(s) = \dfrac{(T_1s+1)(T_2s+1)}{T_1T_2T_3s^3+T_1\left[T_3+T_2\left(1+\frac{R_3}{R_1}\right)\right]s^2+\left[T_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_3}{R_1}\right)+T_3\right]s+1}$

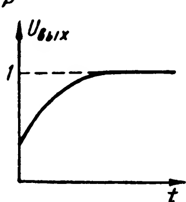
L_0	L_∞	T_1	T_2	T_3	T_4	Асимптотическая логарифмическая амплитудная характеристика
$\frac{1}{1\ \frac{R_4}{R_2+R_3}}$	0	$(R_4+R_5)C_3$	$\frac{R_2R_3}{R_2+R_3}C_1$	R_1C_1	—	
0	0	$\frac{R_1R_3}{R_2+R_3}C_2$	R_3C_3	R_2C_1	—	
0	1	R_1C_1	R_2C_2	$\frac{L_1}{R_1}$	$\frac{L_2}{R_2}$	
1	1	R_1C_1	$\frac{L_1}{R_1}$	R_2C_2	—	
1	0	R_1C_1	R_2C_2	$\frac{L_1}{R_1}$	—	

Схемы и характеристики корректирующих устройств

1. Интегрирующий контур



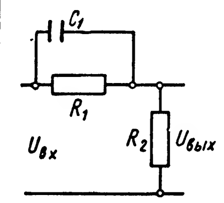


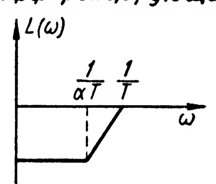


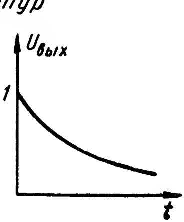
Общий вид уравнения: $\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{1+ST}{1+\alpha ST}$; $\alpha > 1$

Если выбрано C, то $R_2 = \frac{T}{C}$; $R_1 = (\alpha - 1) R_2$

2. Дифференцирующий контур



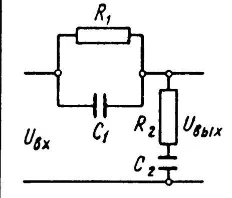


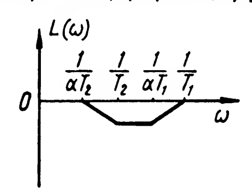


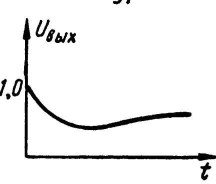
Общий вид уравнения: $\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{1}{\alpha}\frac{1+\alpha ST}{1+ST}$; $\alpha > 1$

Если выбрано C_1 то $R_1 = \frac{\alpha T}{C_1}$; $R_2 = \frac{R_1}{\alpha - 1}$

3. Интегро-дифференцирующий контур





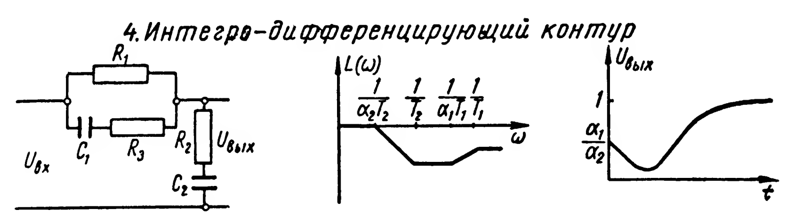


(Случай, когда $\alpha_{1(опережения)} = \alpha_{2(отставания)} = \alpha > 1$).

Общий вид уравнения: $\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{(1+\alpha_1 T_1 S)(1+T_2 S)}{(1+ST_1)(1+S\alpha_2 T_2)}$

Если выбрано C_1 то $R_1 = \frac{\alpha T_1}{C_1}$; $R_2 = \frac{T_2}{C_2}$; $C_2 = \frac{(\alpha-1)(T_2 - T_1)}{\alpha T_1} C_1$

4. Интегро-дифференцирующий контур



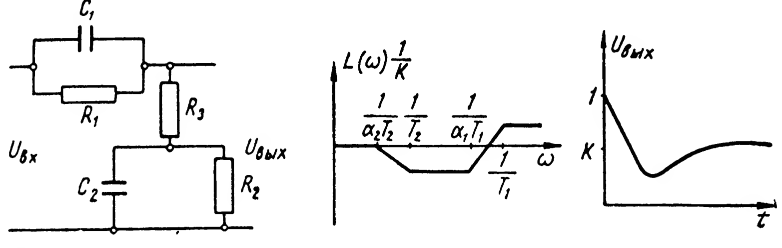
(Случай, когда $\alpha_{1(опережения)} < \alpha_{2(отставания)}$)

Общий вид уравнения – тот же, что в п. 3.

Если выбрано C_1, то находим предварительно: $a = T_2(\alpha_2 - 1) - T_1(\alpha_1 - 1)$;
$b = (\alpha_1 - 1)(\alpha_2 T_2 - \alpha_1 T_1)$;

тогда $R_1 = \frac{bT_1}{aC_1}$; $R_2 = \frac{R_1 T_2}{a}$; $R_3 = \frac{(\alpha_2 - \alpha_1)T_1 T_2}{aC_1}$; $C_2 = \frac{a^2 C_1}{bT_1}$

5. Интегро-дифференцирующий контур



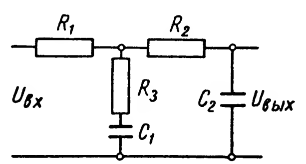
(Случай, когда $\alpha_{1(опережения)} > \alpha_{2(отставания)}$)

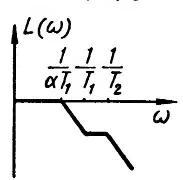
Общий вид уравнения: $\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = k\frac{(1+\alpha_1 T_1 S)(1+T_2 S)}{(1+ST_1)(1+S\alpha_2 T_2)}$

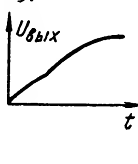
Если выбрано C_1, то $a = \alpha_2 T_2(\alpha_1 - 1) - \alpha_1 T_1(\alpha_2 - 1)$; $b = \alpha_2 \alpha_1^2 T_1(\alpha_2 - 1)(T_2 - T_1)$;

$R_1 = \frac{\alpha_1 T_1}{C_1}$; $R_2 = \frac{b}{a(\alpha_1 - \alpha_2)C_1}$; $R_3 = \frac{\alpha_1 T_1 \alpha_2 T_2}{aC_1}$; $C_2 = \frac{a^2 C_1}{b}$; $k = \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$;

6. Двойной интегрирующий контур







Общий вид уравнения: $\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{1+ST_1}{(1+\alpha T_1 S)(1+T_2 S)}$

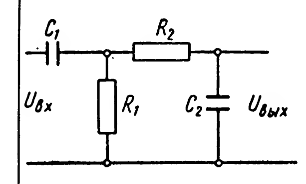
Если выбрано C_1 и C_2, то $R_3 = \frac{T_1}{C_1}$; $a = \frac{T_1 C_2(\alpha-1)(T_2-T_1)+\alpha T_1 T_2 C_1}{C_1 C_2}$

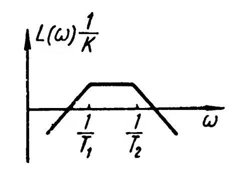
(выбирать параметры надо так, чтобы значение a было положительным):

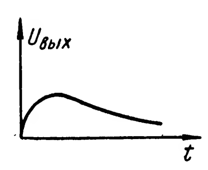
$R_2 = \frac{\alpha_1 T_1 + T_2 \mp \sqrt{(\alpha T_1+T_2)^2 - 4aC_2}}{2C_2}$; $R_1 = \frac{T_1(\alpha-1)+T_2-R_2 C_2}{C_1+C_2}$

Примечания: 1. Величина R_2 не должна быть слишком велика, ибо в этом случае значение R_1 может быть отрицательным
2. Если R_1C_1 меньше, чем $(R_1+R_3)C_1$ или R_2C_2, и если R_1R_3 меньше, чем R_1R_2 или R_2R_3, то $T_1=R_3C_1$; $\alpha=1+\frac{R_1}{R_3}$; $T_2=R_2C_2$

7. Полосовой фильтр





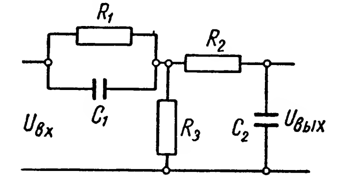


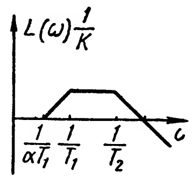
$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = k\frac{S}{(1+T_1S)(1+T_2S)}$

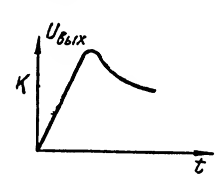
Если выбраны C_1 и C_2, то $R_2 = \frac{T_1+T_2 \mp \sqrt{(T_1-T_2)^2-4T_1T_2C_2/C_1}}{2C_2}$; $R_1 = \frac{T_1T_2}{R_2C_1C_2}$; $k=R_1C_1$

Примечание. Если R_1C_2 меньше, чем R_1C_1 или R_1C_1 или R_2C_2, то $T_1=R_1C_1$ и $T_2=R_2C_2$

8. Дифференцирующе-интегрирующий контур







Общий вид уравнения $\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{k(1+\alpha T_1 S)}{(1+ST_1)(1+ST_2)}$

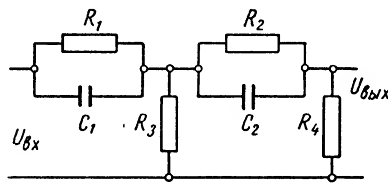
Если выбрано значение R_1, и величина αk принята меньше единицы (обычно хорошие результаты получаются, когда $\alpha k = 0{,}9$), то:

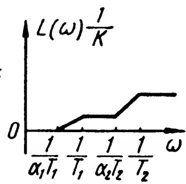
$$k = \frac{\text{выбранное значение}\cdot \alpha k}{\alpha};\ R_2 = \frac{T_2 R_1}{(1-\alpha k)\left(\alpha T_1 - \frac{T_2}{k}\right)};\ R_3 = \frac{R_1 k}{1-k};\ C_1 = \frac{\alpha T_1}{R_1}$$

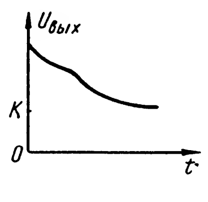
$$C_2 = \frac{T_2}{\alpha k R_2};\ k = \frac{R_3}{R_1+R_3}$$

Примечание. Если C_2 заметно меньше, чем C_1 или если R_2 заметно больше, чем R_1 или R_3, то $\alpha T_1 = R_1 C_1$; $\alpha = 1 + \frac{R_1}{R_3}$; $T_2 = R_2 C_2$

9. Двойной дифференцирующий контур







$$U_{вых} = k\frac{(1+\alpha_1 T_1 S)(1+\alpha_2 T_2 S)}{(1+T_1 S)(1+T_2 S)}\quad \begin{matrix}\alpha_1 > 1\\ \alpha_2 > 1\end{matrix}$$

Если выбрано C_1, то $R_1 = \frac{\alpha_1 T_1}{C_1}$ Выбирая также C_2, находим: $R_2 = \frac{\alpha_2 T_2}{C_2}$

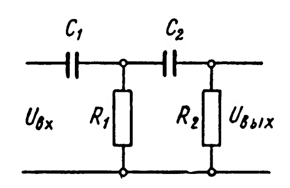
Далее решенее ведется в следующем порядке:

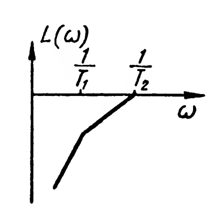
$$a = R_1\alpha_1(\alpha_2 T_2 - T_1)(\alpha_2 - 1) + R_2\alpha_2\cdot(\alpha_1 T_1 - T_2)(\alpha_2 - 1);$$
$$b = R_1 R_2 \alpha_2 (2T_2 - \alpha_1 T_1 - \alpha_1 T_2);\ c = R_1^2 R_2 \alpha_2 T_2;$$
$$d = \alpha_1 T_1(\alpha_2 - 1) + \alpha_2 T_2(\alpha_1 - 1) - R_1\alpha_2 T_2/R_3$$

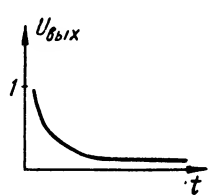
Примечание. a и b могут быть отрицательными

$$R_3 = \frac{-b \mp \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a};\ R_4 = \frac{R_1\alpha_2 T_2 + R_2\alpha_1 T_1}{d};\ k = \frac{1}{\alpha_1\alpha_2}$$

10. Фильтр высоких частот





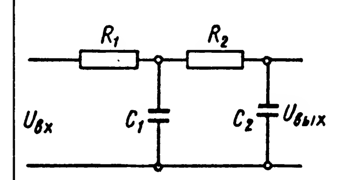


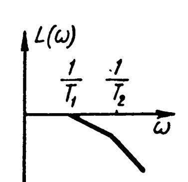
$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}}=\frac{kS^2}{(1+ST_1)(1+ST_2)}$$

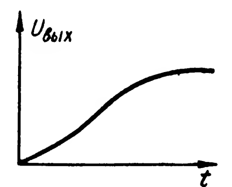
Если выбраны C_1 и C_2, то $R_1=\dfrac{T_1+T_2\pm\sqrt{(T_1+T_2)^2-4T_1T_2\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right)}}{2(C_1+C_2)}$; $R_2=\dfrac{T_1T_2}{R_1C_1C_2}$; $k=T_1T_2$

Примечание. Если R_1C_2 заметно меньше, чем R_1C_1 или R_2C_2, то $T_1=R_1C_1$ и $T_2=R_2C_2$

11. Фильтр низких частот







$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}}=\frac{1}{(1+ST_1)(1+ST_2)}$$

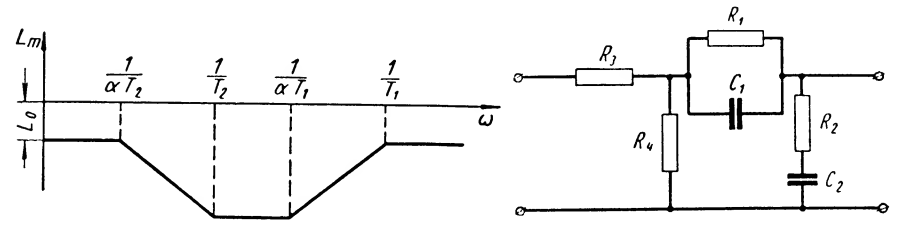
Если выбраны R_1 и R_2, то $C_2=\dfrac{T_1+T_2\pm\sqrt{(T_1+T_2)^2-4T_1T_2(R_1+R_2)/R_2}}{2(R_1+R_2)}$; $C_1=\dfrac{T_1T_2}{R_1R_2C_2}$

Примечание. Если R_1C_2 заметно меньше, чем R_1C_1 или R_2C_2, то $T_1=R_1C_2$ и $T_2=R_2C_2$

Параметры схемы (см. табл. XVI. 2) связаны с параметрами передаточной функции следующими соотношениями:

$$R_1=\frac{\alpha T_1}{C_1};\quad C_2=\frac{(\alpha-1)(T_2-T_1)}{\alpha T_1}C_1;\quad R_2=\frac{T_2}{C_2};$$

$$K_Z=\frac{R_4}{R_3+R_4}. \qquad \text{(XVI. 50)}$$



Фиг. XVI. 20. Логарифмическая амплитудная частотная характеристика интегро-дифференцирующего контура.

Фиг. XVI. 21. Интегро-дифференцирующий контур.

Если задаться значением емкости C_1, а величину α определить из отношения постоянных времени передаточной функции αT_1 и T_1, то из уравнений (XVI. 50) достаточно легко определить остальные параметры RC-корректирующего звена.

3. ОБЩИЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ ПО ГРАФИЧЕСКИ ЗАДАННЫМ ЧАСТОТНЫМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ

Правильно выбрать схему корректирующего устройства по графически заданной амплитудной частотной характеристике, пользуясь табл. XVI. 1, не всегда удается.

Так, например, если неизменяемая часть системы автоматического регулирования относится к классу неминимально-фазовых систем, не имеющих однозначной связи между амплитудной и фазовой частотной характеристиками, то схему корректирующего устройства приходится выбирать не только по амплитудной, но одновременно по амплитудной и фазовой частотным характеристикам, заданным в определенном интервале частот. В этом случае пользование табл. XVI. I вообще недопустимо, так как логарифмическим амплитудным частотным характеристикам табл. XVI. 1, составленной для минимально-фазовых систем, соответствуют совершенно определенные фазовые характеристики, которые могут не иметь ничего общего с заданными фазовыми характеристиками.

Табл. XVI. 1 неприменима также в тех случаях, когда требуется сравнительно высокая точность приближения заданной амплитудной характеристики или когда последняя имеет сложную форму.

Задача решается в два этапа: сначала определяется аналитическое выражение для передаточной функции корректирующего устройства и числовых значений коэффициентов передаточной функции, а затем по найденной передаточной функции создается схема корректирующего устройства.

Метод определения аналитического выражения передаточной функции по амплитудной и фазовой частотным характеристикам, графически заданным в некотором интервале частот, будет изложен вкратце ниже.

По одной из заданных частотных характеристик, например логарифмической амплитудной характеристике, вначале ориентировочно определяют положение полюсов и нулей передаточной функции, которое затем, в результате введения соответствующих поправок, постепенно уточняется.

Если передаточная функция характеризуется значительным количеством нулей и полюсов, то подбор поправок, или, другими словами, определение эффекта передвижения этих нулей и полюсов на комплексной плоскости может оказаться очень сложным. В этом случае поправки можно вносить аналитическим методом. Практически же при расчете систем автоматического регулирования часто вполне достаточно ограничиться подбором поправок, не прибегая к более сложному аналитическому способу.

Предположим, что необходимо найти передаточную функцию, соответствующую графически заданным логарифмической амплитудной и фазовой частотным характеристикам. В первом приближении эта функция определяется по формуле

$$KW(s) = \frac{K(\tau s + 1)\left(\tau_d^2 s^2 + 2\zeta_d \tau_d s + 1\right)}{s(Ts + 1)\left(T_k^2 s^2 + 2\zeta_k T_k s + 1\right)}. \qquad \text{(XVI. 51)}$$

Преобразуем выражение (XVI. 51) следующим образом:

$$KW(s) = \frac{K\tau\tau_d^2}{TT_k^2} \cdot \frac{(s - \gamma)(s - \gamma_d)(s - \gamma_d^*)}{s(s - \lambda)(s - \lambda_k)(s - \lambda_k^*)}, \qquad \text{(XVI. 52)}$$

где

$$\gamma = -\frac{1}{\tau} = \omega_\tau;$$

$$\gamma_d = -\frac{\zeta_d}{T_d} + j\frac{\sqrt{1 - \zeta_d^2}}{T_d} = \alpha_d + j\beta_d;$$

$$\lambda = -\frac{1}{T} = \omega_T;$$

$$\lambda = -\frac{\zeta_k}{T_k} + j\frac{\sqrt{1 - \zeta_k^2}}{T_k} = \alpha_k + j\beta_k;$$

γ_d^*, λ_k^* — величины, комплексно сопряженные величинам γ_d, λ_k.

Окончательно пользуясь принятыми обозначениями, можно написать:

$$KW(s) = \frac{k\left(\frac{s}{\omega_\tau} + 1\right)\left(\frac{s}{\beta_d} - \frac{\alpha_d}{\beta_d} - j\right)\left(\frac{s}{\beta_d} - \frac{\alpha_d}{\beta_d} + j\right)}{s\left(\frac{s}{\omega_T} + 1\right)\left(\frac{s}{\beta_k} - \frac{\alpha_k}{\beta_k} - j\right)\left(\frac{s}{\beta_k} - \frac{\alpha_k}{\beta_k} + j\right)}. \qquad \text{(XVI.53)}$$

Таким образом, первоначально сформулированная задача состоит в том, чтобы путем изменения положения нулей γ, γ_d, γ_d^* и полюсов λ, λ_k, λ_k^* повысить точность приближения функции (XVI. 52) к графически заданным частотным характеристикам.

Найдем выражения для логарифмической амплитудной и фазовой частотных характеристик, соответствующих формуле (XVI. 53):

$$L(\omega) = 20\lg|KW(j\omega)| = 20\lg k - 20\lg\omega + 20\lg\left|\frac{j\omega}{\omega_\tau}+1\right| -$$

$$-20\lg\left|\frac{j\omega}{\omega_T}+1\right| + 20\lg\left|j\frac{\omega}{\beta_d}-\frac{\alpha_d}{\beta_d}-j\right| \times$$

$$\times\left|j\frac{\omega}{\beta_d}-\frac{\alpha_d}{\beta_d}+j\right| - 20\lg\left|j\frac{\omega}{\beta_k}-\frac{\alpha_k}{\beta_k}-j\right|\left|j\frac{\omega}{\beta_k}-\frac{\alpha_k}{\beta_k}+j\right| \qquad \text{(XVI. 54)}$$

и

$$\theta(\omega) = \operatorname{Arg}\{KW(j\omega)\} = -\frac{\pi}{2} + \operatorname{arctg}\frac{\omega}{\omega_\tau} - \operatorname{arctg}\frac{\omega}{\omega_T} +$$

$$+\operatorname{arctg}\frac{2\alpha_d\omega}{\alpha_d^2+\beta_d^2-\omega^2} - \operatorname{arctg}\frac{2\alpha_k\omega}{\alpha_k^2+\beta_k^2-\omega^2} \qquad \text{(XVI. 55)}$$

или

$$L(\omega) = 20\lg k - 20\lg\omega + L_\tau(\omega) - L_T(\omega) + L_d(\omega) - L_k(\omega) \qquad \text{(XVI. 56)}$$

и

$$\theta(\omega) = -\frac{\pi}{2} + \theta_\tau(\omega) - \theta_T(\omega) + \theta_d(\omega) - \theta_k(\omega), \qquad \text{(XVI 57)}$$

где

$$L_\tau(\omega) = 20\lg\left|\frac{j\omega}{\omega_\tau}+1\right|;$$

$$L_d(\omega) = 20\lg\left|j\frac{\omega}{\beta_d}-\frac{\alpha_d}{\beta_d}-j\right|\left|j\frac{\omega}{\beta_d}-\frac{\alpha_d}{\beta_d}+j\right|;$$

$$\theta_\tau(\omega) = \operatorname{arc\,tg}\frac{\omega}{\omega_\tau};$$

$$\theta_d(\omega) = \operatorname{arctg}\frac{2\alpha_d\omega}{\alpha_d^2+\beta_d^2-\omega^2}.$$

Аналогичные выражения можно написать и для $L_T(\omega)$, $L_k(\omega)$, $\theta_T(\omega)$, $\theta_k(\omega)$.

Полученные выражения удобны тем, что они дают возможность легко анализировать влияние каждого из полюсов и нулей системы в отдельности на ее частотные характеристики. Выражения состоят из членов двух типов: соответствующих комплексно-сопряженным полюсам и нулям и соответствующих вещественным полюсам и нулям.

Найдем теперь влияние малых изменений в положении полюсов и нулей на вид частотных характеристик (XVI.56) и (XVI.57).

При данном ω амплитудная логарифмическая частотная характеристика (XVI.56) является функцией нескольких переменных, а именно α_d. α_k, ρ_d, ρ_k, ω_τ и ω_T, которые могут получать приращения. Разлагая эту функцию в ряд по формуле Тейлора и отбрасывая члены высших порядков, найдем:

$$L_\omega(\alpha_d + \Delta\alpha_d, \alpha_k + \Delta\alpha_k, \beta_d + \Delta\beta_d \beta_k + \Delta\rho_k, \omega_\tau + \Delta\omega_\tau, \omega_T + \Delta\omega_T) =$$

$$= L_\omega(\alpha_d, \alpha_k, \beta_d, \rho_k, \omega_\tau, \omega_T) + \frac{\partial L_\omega}{\partial\alpha_d}\Delta\alpha_d + \frac{dL_\omega}{d\beta_d}\Delta\beta_d +$$

$$+ \frac{dL_\omega}{d\alpha_k}\Delta\alpha_k + \frac{\partial L_\omega}{\partial\beta_k}\Delta\beta_k + \frac{dL_\omega}{d\omega_\tau}d\omega_\tau + \frac{dL_\omega}{d\omega_T}\Delta\omega_T. \qquad (XVI.58)$$

Отсюда приближенное выражение для приращения амплитудной частотной характеристики при малых смещениях нулей и полюсов передаточной функции можно записать следующим образом:

$$\Delta L(\omega) = \frac{\partial L_\tau}{\partial\omega_\tau}\Delta\omega_\tau + \frac{\partial L_d}{\partial\beta_d}\Delta\beta_d + \frac{\partial L_d}{\partial\alpha_d}\Delta\alpha_d + \frac{dL_T}{d\omega_T}\Delta\omega_T +$$

$$+ \frac{dL_k}{d\beta_k}\Delta\beta_k + \frac{dL_k}{d\alpha_k}\Delta\alpha_k. \qquad (XVI.59)$$

Аналогично получим

$$\Delta\theta(\omega) = \frac{d\theta_\tau}{d\omega_\tau}\Delta\omega_\tau + \frac{d\theta_d}{d\beta_d}\Delta\beta_d +$$

$$+ \frac{d\theta_d}{d\alpha_d}\Delta\alpha_d + \frac{d\theta_T}{d\omega_T}\Delta\omega_T + \frac{d\theta_k}{d\beta_k}\Delta\beta_k + \frac{d\theta_k}{d\alpha_k}\Delta\alpha_k. \qquad (XVI.60)$$

Найдем выражения для частных производных, входящих в формулы (XVI.59) и (XVI.60):

$$\omega_\tau \frac{dL_\tau}{d\omega_\tau} = \frac{20}{2{,}305\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_\tau}\right)^2\right]}; \qquad (XVI.61)$$

$$\beta_d \frac{dL_d}{d\alpha_d} = \frac{40}{2.305} \frac{\frac{\alpha_d}{\beta_d}\left[1 + \left(\frac{\alpha_d}{\beta_d}\right)^2 + \left(\frac{\omega}{\beta_d}\right)^2\right]}{\left|\frac{W_d}{\beta_d^2}\right|^2}; \qquad (XVI.62)$$

$$\beta_d \frac{dL_d}{d\beta_d} = \frac{40}{2{,}305} \frac{\left[1 + \left(\frac{\alpha_d}{\beta_d}\right)^2 - \left(\frac{\omega}{\beta_d}\right)^2\right]}{\left|\frac{W_d}{\beta_d^2}\right|^2}; \qquad \text{(XVI. 63)}$$

$$\omega_\tau \frac{d\theta_\tau}{d\omega_\tau} = -\frac{57{,}3 \frac{\omega}{\omega_\tau}}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_\tau}\right)^2}; \qquad \text{(XVI. 64)}$$

$$\beta_d \frac{d\theta_d}{d\alpha_d} = 2 \cdot 57{,}3 \cdot \frac{\frac{\omega}{\beta_d}\left[1 - \left(\frac{\alpha_d}{\beta_d}\right)^2 - \left(\frac{\omega}{\beta_d}\right)^2\right]}{\left|\frac{W_d}{\beta_d^2}\right|^2}; \qquad \text{(XVI. 65)}$$

$$\beta_d \frac{\partial\theta_d}{\partial\beta_d} = -4 \cdot 57{,}3 \frac{\left(\frac{\alpha_d}{\beta_d}\right)\left(\frac{\omega}{\beta_d}\right)}{\left|\frac{W_d}{\beta_d^2}\right|^2}, \qquad \text{(XVI. 66)}$$

где

$$|W_d| = \left|j\frac{\omega}{\beta_d} - \frac{\alpha_d}{\beta_d} - j\right| \left|j\frac{\omega}{\beta_d} - \frac{\alpha_d}{\beta_d} + j\right|.$$

Аналогичные выражения можно написать и для остальных шести частных производных, входящих в формулы (XVI. 59) и (XVI. 60).

Кривые

$$f_1\left(\frac{\omega}{\omega_i}\right) = \frac{20}{2{,}305\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_i}\right)^2\right]} \qquad \text{(XVI. 67)}$$

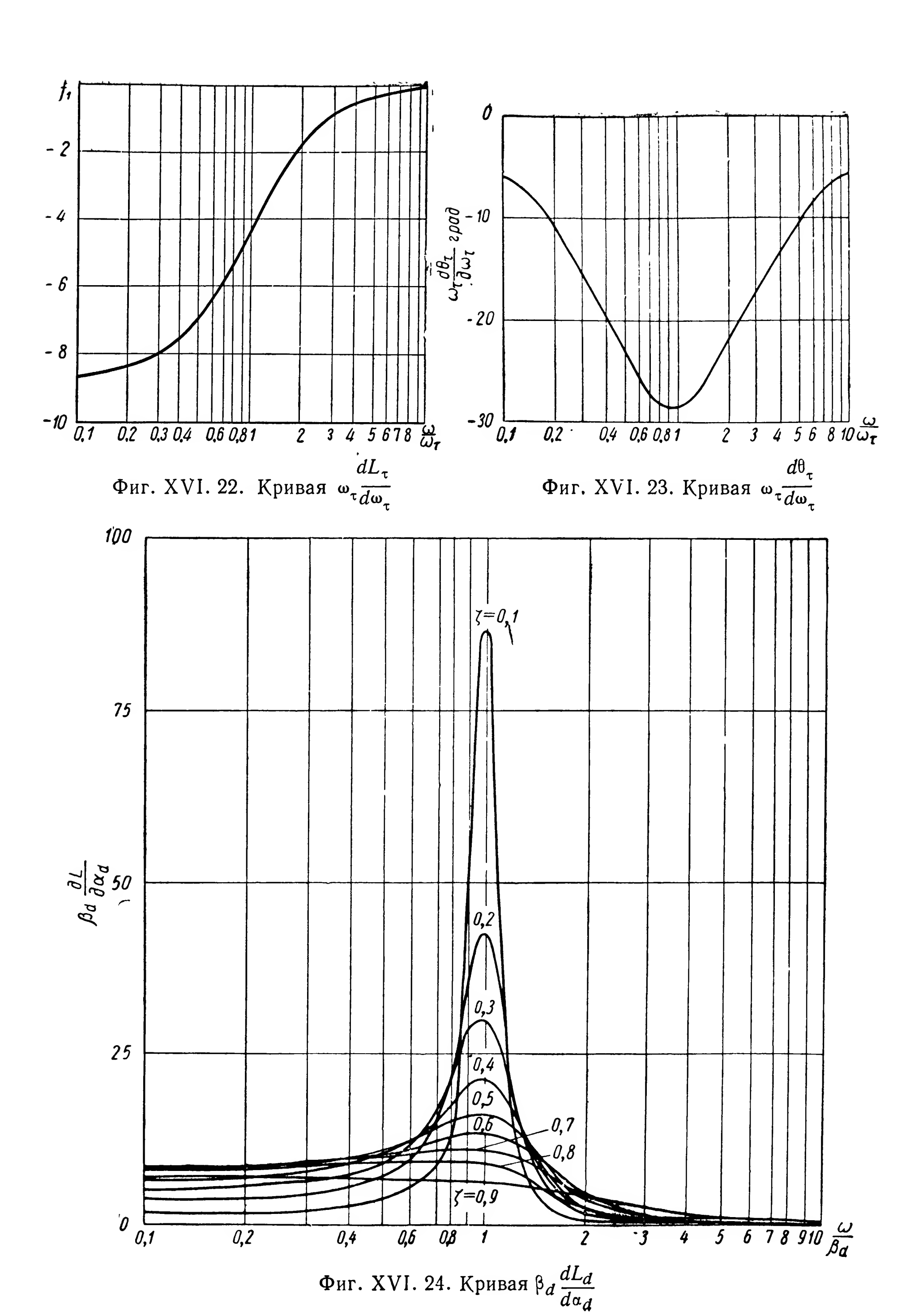
и

$$\varphi_1\left(\frac{\omega}{\omega_i}\right) = \frac{57{,}3 \frac{\omega}{\omega_i}}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_i}\right)^2} \qquad \text{(XVI. 68)}$$

изображены на фиг. XVI. 22 и XVI. 23.

Пользуясь этими кривыми, легко определить влияние перемещения $\Delta\omega_\tau$ вещественного нуля и перемещения $\Delta\omega_T$ вещественного полюса на вид частотных характеристик:

$$f_1\left(\frac{\omega}{\omega_\tau}\right)\Delta\omega_\tau + f_1\left(\frac{\omega}{\omega_T}\right)\Delta\omega_T.$$



Фиг. XVI. 22. Кривая $\omega_\tau \frac{dL_\tau}{d\omega_\tau}$

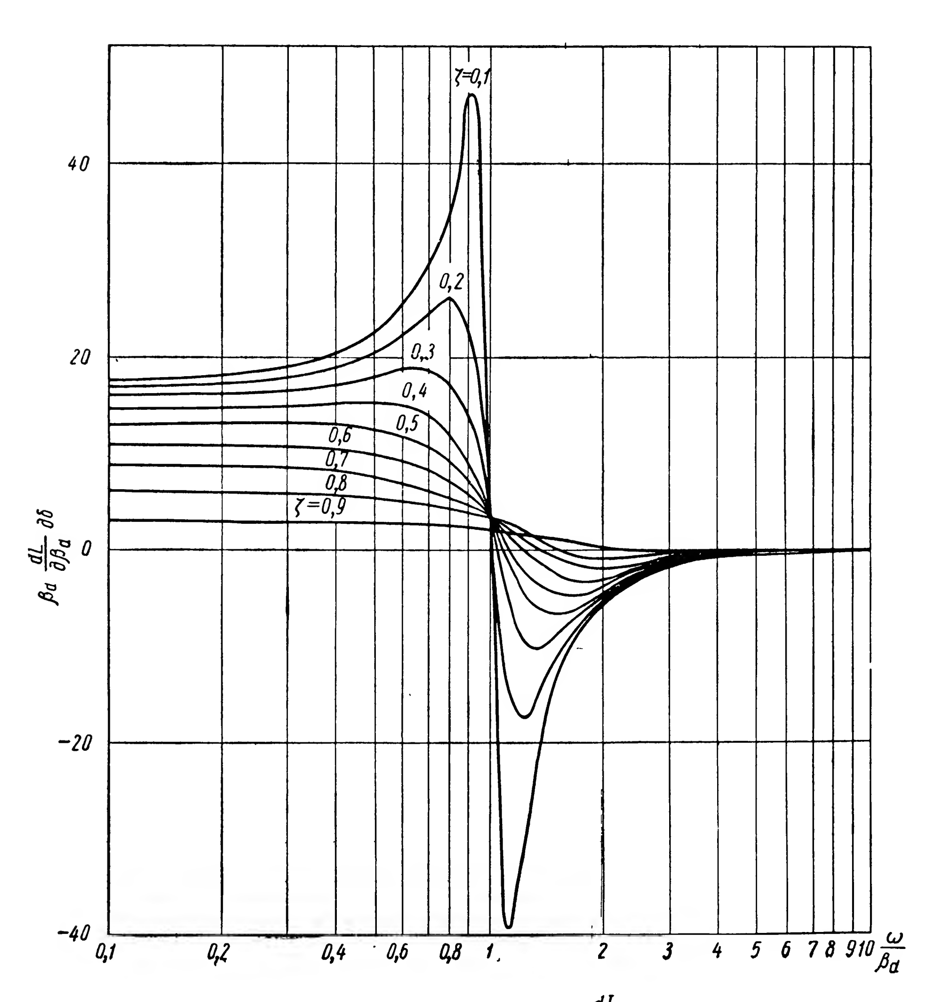
Фиг. XVI. 23. Кривая $\omega_\tau \frac{d\theta_\tau}{d\omega_\tau}$

Фиг. XVI. 24. Кривая $\beta_d \frac{dL_d}{d\alpha_d}$

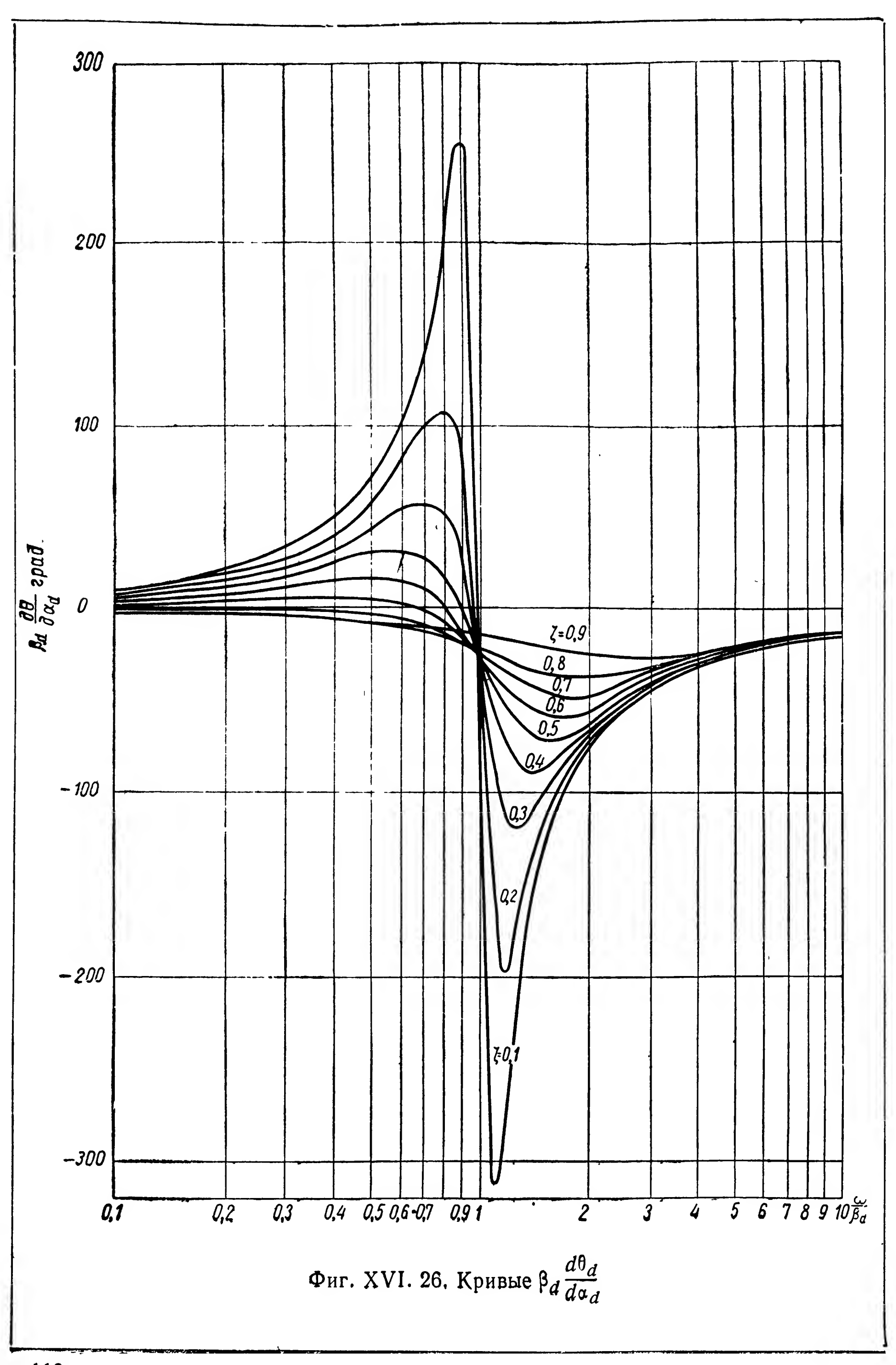
На фиг. XVI. 24 — XVI. 27 изображены семейства кривых для различных значений $\frac{\alpha}{\beta}$.

$$f_2\left(\frac{\omega}{\beta}\right)=\frac{40}{2{,}305}\,\frac{\frac{\alpha}{\beta}\left[1+\left(\frac{\alpha}{\beta}\right)^2+\left(\frac{\omega}{\beta}\right)^2\right]}{\left|\frac{W}{\beta^2}\right|^2}; \qquad (XVI.69)$$

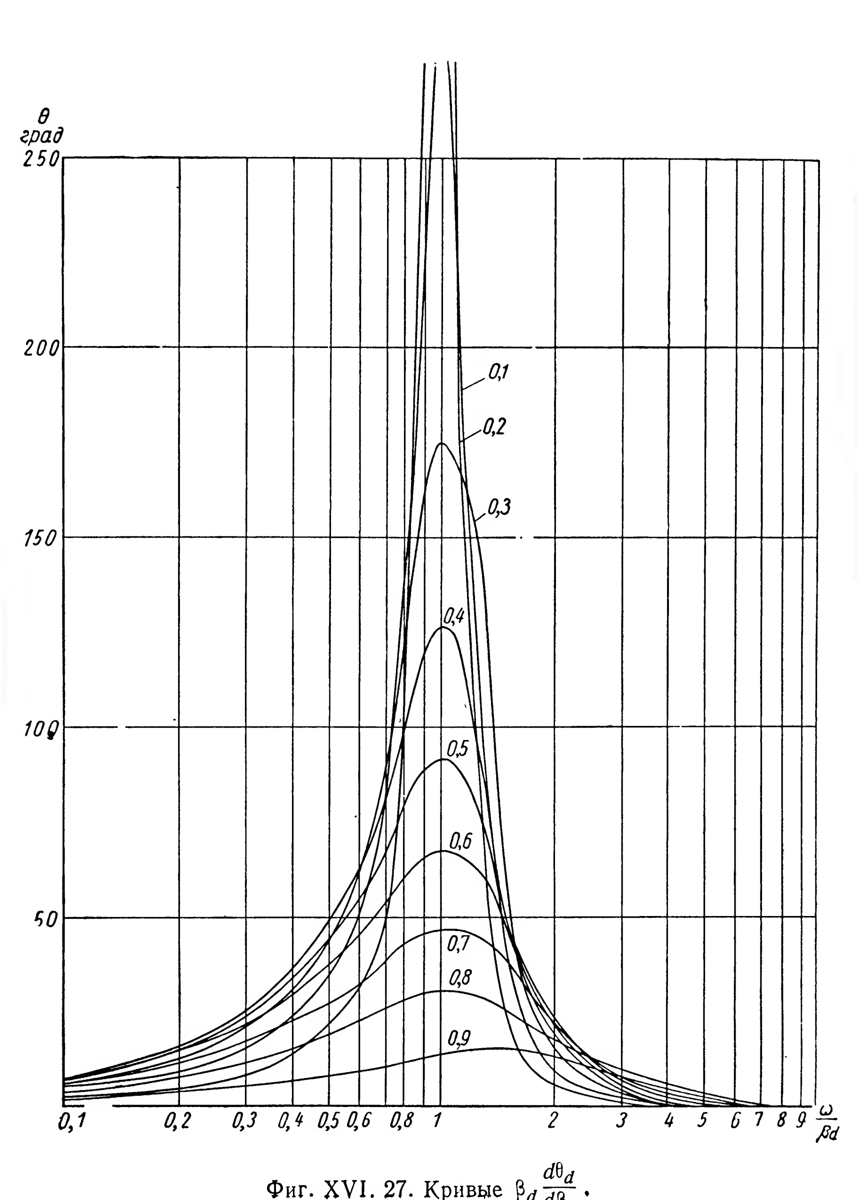
$$f_3\left(\frac{\omega}{\beta}\right)=\frac{40}{2{,}305}\,\frac{\left[1+\left(\frac{\alpha}{\beta}\right)^2-\left(\frac{\omega}{\beta}\right)^2\right]}{\left|\frac{W}{\beta^2}\right|^2}; \qquad (XVI.70)$$



Фиг. XVI. 25. Кривая $\beta_d \frac{dL_d}{d\beta_d}$



Фиг. XVI. 26. Кривые $\beta_d \frac{d\theta_d}{d\alpha_d}$



Фиг. XVI. 27. Кривые $\beta_d \frac{d\theta_d}{d\beta_d}$.

$$\varphi_2\left(\frac{\omega}{\beta}\right) = 57{,}3\,\frac{\frac{\omega}{\beta}\left[1-\left(\frac{\alpha}{\beta}\right)^2-\left(\frac{\omega}{\beta}\right)^2\right]}{\left|\frac{W}{\beta^2}\right|^2}; \qquad \text{(XVI. 71)}$$

$$\varphi_3\left(\frac{\omega}{\beta}\right) = -\frac{4\cdot 57{,}3\,\frac{\omega}{\beta}\cdot\frac{\alpha}{\beta}}{\left|\frac{W}{\beta^2}\right|^2}. \qquad \text{(XVI. 72)}$$

Пользуясь этими кривыми, легко определить влияние перемещения комплексной пары нулей или полюсов на вид частотных характеристик.

Так, например, для того чтобы определить влияние перемещения комплексной пары полюсов, нужно выбрать те кривые, которые соответствуют первоначально выбранному значению $\frac{\alpha_d}{\beta_d}$. В этом случае изменение в логарифмической амплитудной частотной характеристике определяется выражением

$$f_2\left(\frac{\omega}{\beta_d}\right)\Delta\alpha_d + f_3\left(\frac{\omega}{\beta_d}\right)\Delta\beta_d, \qquad \text{(XVI. 73)}$$

а изменение в фазовой характеристике — выражением

$$\varphi_2\left(\frac{\omega}{\beta_d}\right)\Delta\alpha_d + \varphi_3\left(\frac{\omega}{\beta_d}\right)\Delta\beta_d.$$

Таким образом, сформулированная выше задача сводится к выбору таких (по крайней мере некоторых) величин $\Delta\omega_\tau$, $\Delta\alpha_d$, $\Delta\beta_d$, $\Delta\omega_T$, $\Delta\alpha_k$, $\Delta\beta_k$, при которых получаются кривые $\Delta L(\omega)$ и $\Delta\theta(\omega)$, дающие возможность обеспечить максимально более точное приближение к заданным частотным характеристикам в требуемом интервале частот.

Сущность метода, изложенная выше, применительно к передаточной функции (XVI. 51) остается той же применительно к дробно-рациональным передаточным функциям $KW(s)$ самого общего вида. Действительно, вне зависимости от общего числа полюсов и нулей этой функции, влияние каждого из них на вид частотных характеристик всегда может быть определено при помощи кривых, изображенных на фиг. XVI. 22 — XVI. 27.

Пример. Предположим, что необходимо найти передаточную функцию, соответствующую логарифмической амплитудной частотной характеристике, изображенной на фиг. XVI. 28. В качестве первого приближения выберем следующую передаточную функцию:

$$W(s) = \frac{s^2 + b_1 s + 1}{s^2 + a_1 s + 1}, \qquad \text{(XVI. 74)}$$

где

$$b_1 = 0{,}53 \quad \text{и} \quad a_1 = 1{,}06,$$

Логарифмическая амплитудная частотная характеристика, соответствующая выражению (XVI. 74), изображена на фиг. XVI. 28 сплошной линией.

Выражение для передаточной функции можно преобразовать следующим образом:

$$W(s) = \frac{(s - \gamma_1)(s - \gamma_2)}{(s - \lambda_1)(s - \lambda_2)}$$

или

$$W(s) = \frac{s^2 - 2\alpha_1 s + \alpha_1^2 + \beta_1^2}{s^2 - 2\alpha_2 s + \alpha_2^2 + \beta_2^2},$$

где

$$\gamma_{1,2} = \alpha_1 \pm j\beta_1.$$

и

$$\lambda_{1,2} = \alpha_2 \pm j\beta_2.$$

В данном примере

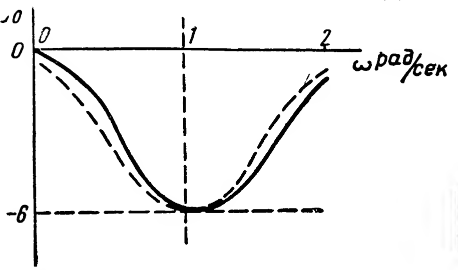
$$\alpha_1^2 + \beta_1^2 = 1; \quad 2\alpha_1 = -0{,}53;$$

$$\alpha_2^2 + \beta_2^2 = 1; \quad 2\alpha_2 = -1{,}06.$$

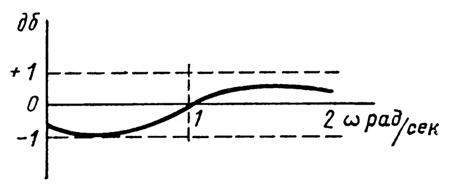
Сначала, пользуясь первоначально выбранной и заданной частотными характеристиками, построим разностную частотную характеристику, характеризующую погрешность первого приближения (фиг. XVI. 29).

Затем, пользуясь известными значениями α_d, β_d, α_k, β_k, найдем соответствующие им кривые (фиг. XVI. 30).

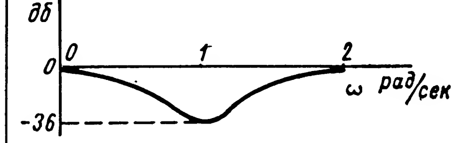
После этого выберем значения $\Delta\alpha_d$, $\Delta\beta_d$, $\Delta\alpha_k$, $\Delta\beta_k$ таким образом, чтобы получить возможно более точное приближение к разностной частотной характеристике $\Delta L(\omega)$. В данном случае можно значительно улучшить приближение, приняв $\Delta\alpha_d = \Delta\alpha_k = \Delta\beta_k = 0$ и подобрав соответствующим образом величину $\Delta\beta_d$. Затем построим характеристику $L(\omega)$ для новых значений α_d, β_d, α_k, β_k и найдем погрешность второго приближения. Этот процесс можно продолжать до тех пор, пока не будет достигнута требуемая точность приближения.

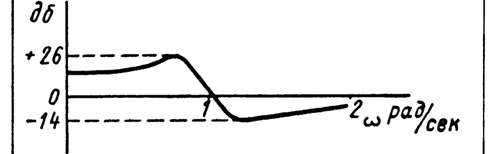


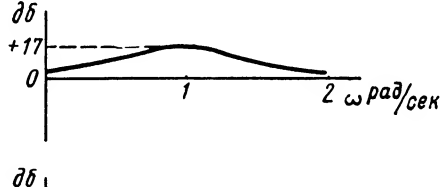
Фиг. XVI. 28. Логарифмическая амплитудная частотная характеристика.

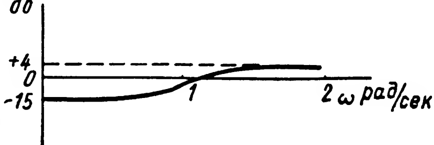


Фиг. XVI. 29. Разностная логарифмическая амплитудная частотная характеристика.





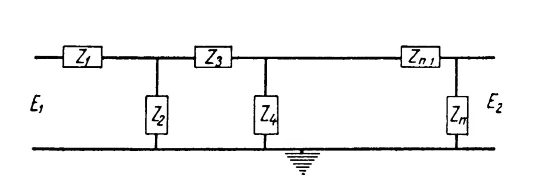




Фиг. XVI. 30. Кривые для выбора значений $\Delta\alpha_d$, $\Delta\beta_d$, $\Delta\alpha_k$, $\Delta\beta_k$.

4. РЕАЛИЗАЦИЯ ЗАДАННОЙ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ В ВИДЕ СХЕМЫ КОРРЕКТИРУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

Перейдем к изложению второго этапа решения задачи. В качестве схемы корректирующего устройства можно применять пассивные четырехполюсники типа RC, не имеющие индуктивностей. Это особенно важно в диапазоне очень низких частот, для которых трудно изготовить индуктивности небольших размеров. Следует отметить, что несмотря на значительные ограничения, которые накладываются на реализуемую передаточную функцию при отказе от использования индуктивностей, такие четырехполюсники являются достаточно гибкими. Поэтому любая заданная амплитудно-частотная характеристика может быть аппроксимирована с любой степенью точности при использовании лишь сопротивлений и емкостей.



Фиг. XVI. 31. Лестничный четырехполюсник.

Фиг. XVI. 32. X-образная схема, реализующая передаточную функцию $\frac{E_2}{E_1} = \frac{1 - sT}{1 + sT}$ $(T = RC)$.

В качестве основной схемы четырехполюсника принимаем «лестничную» схему (фиг. XVI. 31). Эта схема не сбалансирована относительно земли, что очень важно для практического применения. Лестничные RC-четырехполюсники дают возможность реализовать передаточные функции, содержащие нули и полюсы, расположенные на отрицательной части действительной оси плоскости комплексной переменной s. Для реализации комплексных нулей, расположенных как в левой, так и в правой полуплоскости, можно рекомендовать параллельное соединение нескольких лестничных четырехполюсников. У четырехполюсников с бесконечной полосой пропускания нули передаточной функции расположены на положительной части действительной оси:

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{(1 - sT_1)(1 - sT_2)\ .\ .\ .\ (1 - sT_n)}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)\ .\ .\ .\ (1 + sT_n)}\,. \qquad \text{(XVI. 74)}$$

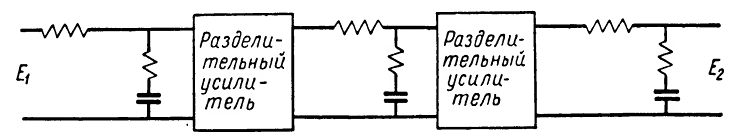
Такие четырехполюсники реализуются лишь с помощью схем, сбалансированных относительно земли, например X-образных схем (XVI. 32).

Если передаточная функция содержит полюсы в любой точке левой полуплоскости, то для ее реализации необходимо применять активные четырехполюсники.

В данной главе будет рассмотрен лишь метод синтеза лестничных RC-четырехполюсников, реализующих передаточные функции

с нулями и полюсами, расположенными на отрицательной части действительной оси плоскости s.

Методика синтеза электрических цепей, реализующих определенные частотные характеристики, особенно важна для схем, в которых затруднено применение разделяющих усилителей. Если такие усилители могут быть применены, то требуемую передаточную функцию



Фиг. XVI. 33. Три интегрирующих цепи с разделительными усилителями.

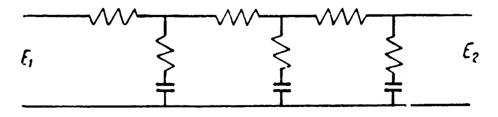
легко реализовать с помощью дифференцирующих и интегрирующих контуров. Для схемы, изображенной на фиг. XVI. 33, общая передаточная функция равна произведению передаточных функций трех интегрирующих звеньев:

$$\frac{E_2}{E_1}=k\frac{T_{a1}s+1}{T_{b1}s+1}\cdot\frac{T_{a2}s+1}{T_{b2}s+1}\cdot\frac{T_{a3}s+1}{T_{b3}s+1}, \qquad \text{(XVI. 75)}$$

где

$$T_{a1}<T_{b1};\ T_{a2}<T_{b2};\ T_{a3}<T_{b3}.$$

Если разделяющие усилители не могут быть использованы, то передаточную функцию, определяемую выражением (XVI. 75), реализовать сложнее. При простом последовательном соединении отдельных контуров (фиг. XVI. 34) желаемой передаточной функции



Фиг XVI. 34. Последовательное соединение трех интегрирующих цепей.

не получается, поскольку приходится считаться с влиянием второго звена на первое и т. д. Методы синтеза цепей дают возможность определить как схему цепи, так и ее параметры, необходимые для получения наперед заданной передаточной функции.

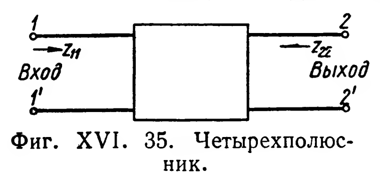
Основные соотношения для пассивного *RC*-четырехполюсника. Исходными данными для синтеза четырехполюсника являются:

а) передаточная функция, связывающая вход с выходом (в электрической системе искомой передаточной функцией может быть отношение напряжений, отношение токов, переходный адмитанц);

б) выходной импеданц источника сигнала, например выходные импеданцы катодного повторителя, триодного и пентодного усилителей, потенциометра;

в) импеданц нагрузки (нагрузкой может быть, например, сетка усилительного каскада).

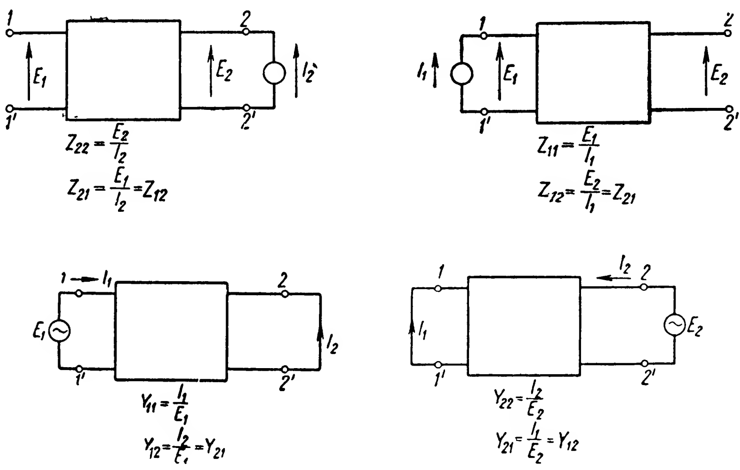
Пассивный четырехполюсник, схематически изображенный на фиг. (XVI. 35), полностью характеризуется двумя группами функций. К первой группе функций относятся входные импеданцы $Z_{1,1}(s)$, $Z_{2,2}(s)$ и передаточный импеданц $Z_{1,2}(s)$. Ко второй группе, состоящей из трех функций, полностью характеризующих поведение цепи, относятся входные адмитанцы $Y_{1,1}(s)$ и $Y_{2,2}(s)$ и передаточный адмитанц $Y_{1,2}(s)$ (фиг. XVI. 36). Величины $Z_{1,1}$, $Z_{2,2}$, $Z_{1,2}$ представляют собой входные и передаточный импеданцы цепи в режиме холостого хода, величины $Y_{1,1}$, $Y_{2,2}$, $Y_{1,2}$ —входные и передаточный адмитанцы цепи в режиме короткого замыкания.



Фиг. XVI. 35. Четырехполюсник.

Каждая группа функций $Z_{1,1}$, $Z_{2,2}$, $Z_{1,2}$ или $Y_{1,1}$, $Y_{2,2}$, $Y_{1,2}$ полностью характеризует поведение цепи как передающего устройства, независимо от импеданца нагрузки на любом ее конце.

Синтезу цепей всегда предшествует определение функций $Y(s)$ или $Z(s)$. Соотношения, связывающие различные виды передаточных функций и функций $Z(s)$ и $Y(s)$, сведены в табл. XVI. 3.



Фиг. XVI. 36. Определение функций $Z(s)$ и $Y(s)$.

Передаточные функции разделены на группы по характеру источника питания. К первой группе относятся функции для случая, когда источник сигнала представляет собой идеальный источник напряжения. При этом на цепь воздействует напряжение E_1, не зависящее от входного импеданца. Это соответствует случаю, когда в качестве источника используется источник с нулевым внутренним сопротивлением $Z_{ист}$, например, катодный повторитель или различные устройства для измерения ошибки, применяемые в системах автоматического регулирования. Для таких устройств при всех частотах $|Z_{ист}| \ll |Z|$, в результате чего E_1 по существу равно $E_{ист}$. Следова-

Таблица XVI. 3

Соотношения между передаточными функциями и функциями $Z(s)$ и $Y(s)$ *

Импеданц источника	Импеданц нагрузки	Схема	Передаточная функция, выраженная через $Z_{1,1}$, $Z_{2,2}$ и $Z_{1,2}$	Передаточная функция, выраженная через $Y_{1,1}$, $Y_{2,2}$, $Y_{1,2}$
0	∞	[схема: E_1, E_2]	$\frac{E_2}{E_1} = \frac{Z_{1,2}}{Z_{1,1}}$	$\frac{E_2}{E_1} = \frac{Y_{1,2}}{Y_{2,2}}$
	$Z_н$	[схема: E_1, $Z_н$, E_2]	$\frac{E_2}{E_1} = \frac{Z_{1,2}Z_н}{\Delta Z + Z_{1,1}Z_н}$	$\frac{E_2}{E_1} = \frac{Y_{1,2}}{Y_{2,2} + Y_н}$
∞	∞	[схема: I_1, E_2]	$\frac{E_2}{I_1} = Z_{1,2}$	$\frac{E_2}{I_1} = \frac{Y_{1,2}}{\Delta Y}$
	$Z_н$	[схема: I_1, $Z_н$, E_2]	$\frac{E_2}{I_1} = \frac{Z_{1,2}Z_н}{Z_{2,2} + Z_н}$	$\frac{E_2}{I_1} = \frac{Y_{1,2}}{\Delta Y + Y_{1,1}Y_н}$
$Z_{ист}$	∞	[схема: $Z_{ист}$, $E_{ист}$, E_2]	$\frac{E_2}{E_{ист}} = \frac{Z_{1,2}}{Z_{1,1} + Z_{ист}}$	$\frac{E_2}{E_{ист}} = \frac{Y_{1,2}}{Y_{2,2} + \Delta Y Z_{ист}}$
	$Z_н$	[схема: $Z_{ист}$, $E_{ист}$, $Z_н$, E_2]	$\frac{E_2}{E_{ист}} = \frac{Z_{1,2}Z_н}{\Delta Z + Z_{2,2}Z_{ист} + Z_{1,1}Z_н + Z_{ист}Z_н}$	$\frac{E_2}{E_{ист}} = \frac{Y_{1,2}Y_{ист}}{\Delta Y + Y_{1,1}Y_н + Y_{2,2}Y_{ист} + Y_нY_{ист}}$

* $\Delta Z = Z_{2,2}Z_{1,1} - Z_{1,2}^2$; $\Delta Y = Y_{2,2}Y_{1,1} - Y_{1,2}^2$.

тельно, цепь, показанную на фиг. XVI. 37, можно заменить цепью, изображенной на фиг. XVI. 38.

Для второй цепи, если концы на стороне нагрузки разомкнуты, можно записать:

$$I_1 = \frac{E_1}{Z_{1,1}}, \tag{XVI. 76}$$

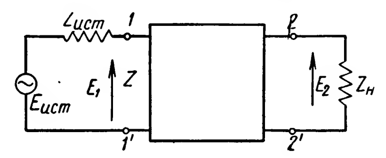
и

$$E_2 = I_1 Z_{1,2}, \tag{XVI. 77}$$

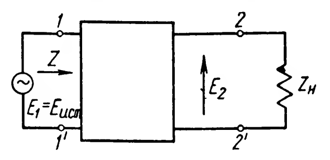
откуда

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{Z_{1,2}}{Z_{1,1}}. \tag{XVI. 78}$$

Для нагруженной цепи (фиг. XVI. 39) отношение $\frac{E_2}{E_1}$ можно вычислить, применив теорему об эквивалентном генераторе (теорему

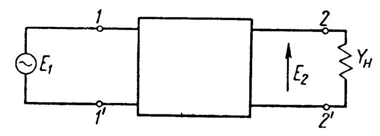


Фиг. XVI. 37. Обычный источник сигнала.

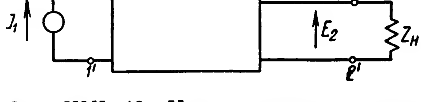


Фиг. XVI. 38. Источник сигнала — идеальный источник напряжения.

Тевенина), из которой следует, что по отношению к проводимости $Y_н$ всю прочую часть цепи можно рассматривать как генератор тока $I_{к.з}$ с внутренней проводимостью $Y_{2,2}$. Через $I_{к.з}$ обозначается ток



Фиг. XVI. 39. Цепь, нагруженная адмитанцем $Y_н$.



Фиг. XVI. 40. Цепь, питаемая идеальным источником тока.

на выходе, получающийся при коротком замыкании клемм *2—2'*. Следовательно,

$$E_2 = \frac{I_{к.з}}{Y_{2,2} + Y_н} \tag{XVI. 79}$$

и

$$I_{к.з} = Y_{1\,2} E_1, \tag{XVI. 80}$$

откуда

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{Y_{1,2}}{Y_{2,2} + Y_н}. \tag{XVI. 81}$$

Ко второй группе относятся функции для случая, когда источник сигнала представляет собой идеальный источник тока (фиг. XVI. 40). Этот случай возможен, если цепь питается от источника с большим внутренним сопротивлением, например от пентода. Динамическое сопротивление между электродами пентода гораздо больше входного импеданца цепи. В данном случае можно ввести эквивалентный генератор электродвижущей силы $U_{x.x}$ с внутренним сопротивлением $Z_{2,2}$, где $U_{x.x}$ — напряжение между зажимами *2* и *2'* при разомкнутой ветви 22'.

Тогда, согласно теореме Тевенина, получим

$$I_н = \frac{U_{x.x}}{Z_н + Z_{2,2}}. \qquad \text{(XVI. 82)}$$

Поскольку

$$U_{x.x} = Z_{1,2} I_1, \qquad \text{(XVI. 83)}$$

$$I_н = \frac{E_2}{Z_н}, \qquad \text{(XVI. 84)}$$

из выражений (XVI. 82), (XVI. 83) и (XVI. 84) находим

$$z_{1,2}(s) = \frac{E_2}{I_1} = \frac{Z_{1,2} Z_н}{Z_н + Z_{2,2}} \qquad \text{(XVI. 85)}$$

Требования, которым должна удовлетворять передаточная функция конечной линейной пассивной цепи с сосредоточенными параметрами. Физические особенности линейных пассивных цепей с конечным числом сосредоточенных элементов налагают на возможные аналитические выражения передаточных функций некоторые ограничения. Ниже формулируются те ограничения, при выполнении которых передаточная функция физически осуществляется в виде конечной пассивной линейной цепи типа RC. Для линейной пассивной цепи с сосредоточенными параметрами функции, представляющие импеданц, адмитанц, отношение напряжений или токов, должны представлять собой отношение двух полиномов переменной s. Действительно, для определения импеданца или передаточной функции требуется совместно решить конечное число уравнений, относящихся к контурам или узлам. В этих уравнениях каждый коэффициент может быть равен R_s, L_s, C_s или их обратным значениям. Решение уравнений связано лишь со сложением, вычитанием, умножением и делением трех основных величин. Общий результат должен оказаться рациональной алгебраической функцией, т. е. отношением двух полиномов от s. Более того, все коэффициенты должны быть вещественными.

Входные импеданцы $Z_{1,1}$ и $Z_{2\,2}$ должны удовлетворять следующим условиям: все полюсы и нули должны быть простыми и располагаться на отрицательной части действительной оси плоскости s, причем полюсы и нули должны чередоваться. Ближайшим к началу координат, т. е. наименьшим по модулю, должен быть полюс, а наиболее удаленным от начала координат — нуль.

При наиболее характерном расположении полюсов и нулей (фиг. XVI. 41) функция импеданца имеет следующую аналитическую форму:

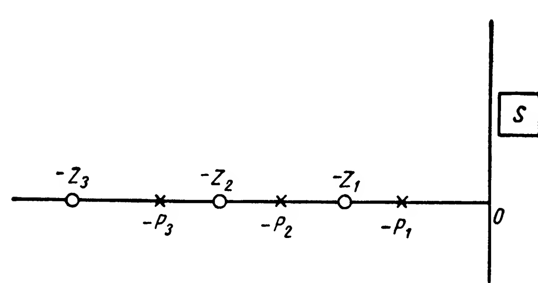
$$Z(s) = K \frac{(s + z_1)(s + z_2)(s + z_3)}{(s + p_1)(s + p_2)(s + p_3)}, \qquad \text{(XVI. 86)}$$

где величины Z_1, Z_2, Z_3, p_1, p_2, p_3 являются действительными положительными числами.

Условия реализации функций, представляющих входные адмитанцы $Y(s)$, отличаются тем, что в этом случае ближайшим к началу координат является нуль, а наиболее удаленным — полюс.

Для цепи RC величина $Z_{1,2}(s)$ должна иметь простые полюсы, расположенные на отрицательной части действительной оси плоскости s. На нули передаточного импеданца не накладывается каких-либо ограничений, и они могут располагаться в любой точке плоскости s.

Требования, которым должна удовлетворять передаточная функция лестничной пассивной цепи с сосредоточенными параметрами. Если рассматриваемая цепь представляет собой цепь RC, то полюсы, как уже указывалось, должны быть простыми, ограниченными по модулю и лежать на отрицательной части действительной оси плоскости s, исключая начало координат и бесконечность. В бесконечности не может быть полюса, так как при высоких частотах цепь RC переходит в простую цепь из сопротивлений, и напряжение на выходе должно быть конечным. Если источник с нулевым импеданцем работает на разомкнутую цепь, то $\frac{E_2}{E_1} = \frac{Z_{1,2}}{Z_{1,1}}$ и, следовательно, в начале координат $\frac{E_2}{E_1}$ не может иметь полюса, так как входной импеданц $Z_{1,1}$ не может иметь нулей при нулевой частоте. Передаточные функции других типов также не могут иметь полюс при нулевой частоте.



Фиг. XVI. 41. Распределение полюсов и нулей, приемлемое для входных импеданцев цепи RC.

Чтобы показать, какие ограничения накладываются на расположение нулей передаточной функции, надо разобраться в происхождении этих нулей. Так как имеется всего один путь от входных концов до выходных — через лестничную цепь, то передаточный нуль может возникнуть только в двух случаях: либо при некоторой частоте импеданц последовательной цепи становится равным бесконечности, либо адмитанц параллельной ветви при некоторой частоте делается равным бесконечности.

Нули передаточной функции лестничной цепи типа RC должны располагаться на отрицательной части действительной оси, так как полюса импеданцев последовательных звеньев или адмитанцев параллельных ветвей находятся исключительно на этой части действительной оси. Эти нули могут иметь любую кратность. Так, например, нуль второго порядка может быть получен с помощью двух последовательных звеньев, создающих передаточные нули при одном и том же значении s, с помощью двух параллельных ветвей или с помощью одного последовательного и одного параллельного звеньев.

Определение функций $Y_{1,1}(s)$, $Y_{2,2}(s)$, $Y_{1,2}(s)$ или $Z_{11}(s)$, $Z_{2,2}(s)$, $Z_{1,2}(s)$ по заданной передаточной функции. Первым шагом в синтезе передаточных функций цепей является определение функций $Y(s)$ или $Z(s)$ по заданной передаточной функции.

Передаточную функцию можно определить по формуле

$$KW(s) = \frac{P(s)}{Q(s)}. \qquad (XVI.87)$$

Разобьем знаменатель $Q(s)$ на сумму двух многочленов $Q_1(s)$ и $Q_2(s)$:

$$Q(s) = Q_1(s) + Q_2(s) \qquad (XVI.88)$$

и представим $KW(s)$ в виде

$$KW(s) = \frac{P(s)}{Q_1(s) + Q_2(s)}. \qquad (XVI.89)$$

На практике чаще всего встречается случай, когда $Z_u \approx 0$, а $Z_н = R_н \neq \infty$. В этом случае при $R_н = 1$ выражение $KW(s) = \frac{P(s)}{Q(s)}$ необходимо привести к виду

$$KW(s) = \frac{E_2}{E_1} = \frac{Y_{1,2}}{1 + Y_{2,2}}. \qquad (XVI.90)$$

Преобразуем уравнение (XVI. 89) к виду

$$KW(s) = \frac{\frac{P_s}{Q_s}}{1 + \frac{Q_2(s)}{Q_1(s)}}. \qquad (XVI.91)$$

Сравнивая уравнения (XVI. 90) и (XVI. 91), находим

$$\left.\begin{aligned} Y_{1,2}(s) &= \frac{P(s)}{Q_1(s)}; \\ Y_{2,2}(s) &= \frac{Q_2(s)}{Q_1(s)}. \end{aligned}\right\} \qquad (XVI.92)$$

Существует бесконечное число различных пар функций $Y_{1,2}$ и $Y_{2,2}$, которые обеспечивают требуемое отношение напряжений. При выборе значений $Y_{1,2}$ и $Y_{2,2}$ надо помнить, что обе функции должны реализоваться в виде цепи RC. Предъявим требование, чтобы $Y_{2,2}$ и $Y_{1,2}$ имели совпадающие полюсы, что выполнимо во всех случаях.

Функция $Y_{2,2}(s) = \frac{Q_2(s)}{Q_1(s)}$ должна иметь полюсы и нули, чередующиеся на отрицательной части действительной оси, причем ближайшим от начала координат должен быть нуль.

Способ разбиения величины Q на Q_1 и Q_2 иллюстрируется на фиг. XVI. 42. Если в качестве Q_1 и Q_2 используются любые многочлены с простыми чередующимися нулями, то нули их суммы Q располагаются между парами нулей Q_1 и Q_2 соответственно, что и является критерием разбиения Q на Q_1 и Q_2. Нули $Y_{1,2}$, т. е. нули числителя $P(s)$ передаточной функции лестничной цепи RC, располагаются на отрицательной части действительной оси, имеют любую кратность и могут находиться в начале координат и в бесконечности.

Синтез передаточных функций с отрицательными действительными нулями. После того как по заданной передаточной функции $KW(s)$ найдены функции $Y_{1,2}$ и $Y_{2,2}$, остается по этим функциям синтезировать четырехполюсник в виде такой лестничной цепи, которая реализует как функцию $Y_{2,2}$, так и $Y_{1,2}$. В большинстве случаев передаточная функция определяется двумя из следующих трех характеризующих функций: $Y_{1,1}$, $Y_{2,2}$, $Y_{1,2}$ или $Z_{1,1}$, $Z_{2,2}$, $Z_{1,2}$. Лишь в случае, когда заданы сопротивление источника сигнала Z_{ucm} и сопротивление нагрузки $Z_н$, синтез требует реализации всех трех характеризующих функций. Однако этот случай можно обычно свести к одному из более простых случаев следующим образом. Рассматривая Z_{ucm} или $Z_н$ как часть синтезируемой цепи



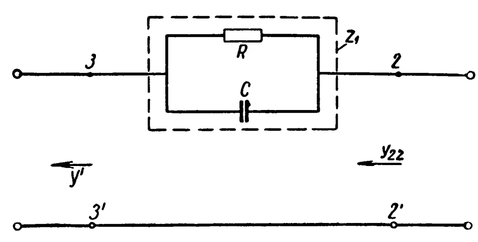
Фиг. XVI. 42. Разбиение многочлена $Q(s)$ на $Q_1(s)$ и $Q_2(s)$.

и проводя синтез так же, как в одном из простейших случаев, стремимся к тому, чтобы часть требуемого сопротивления на входе цепи реализовалась за счет Z_{ucm}, а сама цепь заканчивалась с требуемым нагружением $Z_н$.

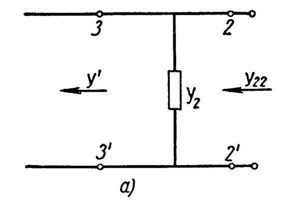
Функция $Y_{2,2}$ может быть реализована при помощи бесчисленного множества RC-цепей, из которых требуется выбрать такую цепь, которая одновременно реализовала бы нули функции $Y_{1,2}$, причем реализовывать функцию $Y_{2,2}(s)$ будем начиная со стороны выходных зажимов четырехполюсника $2-2'$ по направлению к входным зажимам $1-1'$. Если функция $Y_{2,2}(s)$ содержит нуль $S = -a$, являющийся одновременно нулем $Y_{1,2}(s)$, то первым этапом при синтезе RC-четырехполюсника будет реализация этого нуля $Y_{2,2}(s)$ и, следовательно, нуля $Y_{1,2}(s)$. Рассматриваемый нуль может быть реализован с помощью последовательной ветви лестничного RC-четырехполюсника (фиг. XVI. 43), имеющей импеданс $Z_1(s)$ с полюсом $s = -a$, т. е. $Z_1 = \frac{k}{s+a}$, где k — вычет функции $Z_{2,2}(s) = \frac{1}{Y_{2,2}(s)}$ в точке $s = -a$. Импеданс $Z_1(s)$ легко может быть реализован в виде параллельного соединения сопротивления R и емкости C, вычисляемых по формулам

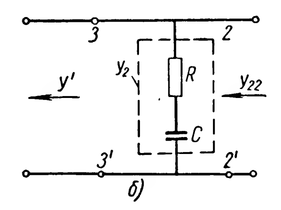
$$R = \frac{k}{a}, \quad C = \frac{1}{k}.$$

Если же функции $Y_{2,2}(s)$ и $Y_{1,2}(s)$ общего нуля не имеют, то, вводя на выходе четырехполюсника параллельную ветвь, имеющую адмитанц $Y_2(s)$, необходимо образовать для функции $Y_{2,2}$ нуль, совпадающий с одним из нулей функции $Y_{1,2}(s)$. Адмитанц $Y_2(s)$, легко реализующийся с помощью элементов R и C, может быть равен либо положительному числу $Y_2 = b$, что соответствует включению на выходе четырехполюсника параллельного шунтирующего сопротивления $R = \frac{1}{b}$ (фиг. XVI. 44, *а*), либо адмитанцу $Y_2 = \frac{k_1 s}{s+n}$, что соответствует параллельной ветви в виде последовательного соединения сопротивления R и емкости C (фиг. XVI. 44, *б*), вычисляемых по формулам $R = \frac{1}{k_1}$, $C = \frac{k_1}{n}$. Оставшаяся после реализации адмитанца Y_2 функция $Y^1(s) = Y_{2,2}(s) - Y_2(s)$, представляющая собой входной адмитанц четырехполюсника со стороны клемм $3-3'$ (фиг. XVI. 44), должна удовлетворять условиям реализации в виде



Фиг. XVI. 43. Реализация нуля с помощью последовательной ветви.



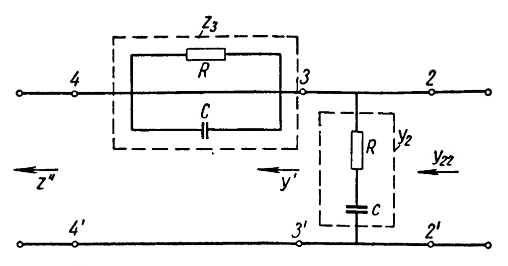


Фиг. XVI. 44. Образование нуля для функции $Y_{2,2}$, с помощью адмитанца Y_2.

RC-цепи, сформулированным выше, и ее нуль должен совпадать с нулем $Y_{1,2}(s)$. Допустим, что общим нулем функций $Y^1(s)$ и $Y_{1,2}(s)$ является $s = -a$. Реализовав этот нуль за счет последовательной ветви на выходе четырехполюсника, имеющей импеданц $Z_3 = \frac{k}{s+a}$, проверяем, удовлетворяет ли входной импеданц четырехполюсника со стороны клемм $4-4'$, т. е. импеданц $Z'' = Z' - Z_3$, оставшийся после реализации нуля $s = -a$ (фиг. XVI. 45) условиям реализации в виде RC-схемы[1]. Если эти условия выполняются, то точно таким же способом реализуем другой нуль $Y_{1,2}(s)$ и т. д.

[1] Функция $Z'(s) = \frac{1}{Y^1(s)}$, как и любой другой импеданц RC-схемы, должна представлять собой рациональную дробь, нули числителя и знаменателя которой перемежаются, а ближайшим к началу координат должен быть полюс.

Функцию Z^m, оставшуюся после реализации всех нулей функции $Y_{1,2}$, реализуем одним из известных способов в виде лестничной



Фиг. XVI. 45. Образование и реализация нуля.

RC-структуры. Один из таких способов иллюстрируется в приводимых ниже числовых примерах.

Примеры. 1. Дано: $Z_u = 0$; $Z_н = \dot{R_н}$ $(R_н \neq \infty)$;

$$KW(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} = \frac{s + 0{,}5}{s^3 + 9s^2 + 23s + 15}.$$

Определив корни характеристического уравнения $Q(s) = 0$, получим

$$KW(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} = \frac{s + 0{,}5}{(s+1)(s+3)(s+5)}.$$

Выбираем функцию $Q_1(s)$ таким образом, чтобы ее нули чередовались с нулями $Q(s)$, что является критерием разбиения $Q(s)$ на Q_1 и Q_2:

$$Q_1(s) = \frac{1}{4}(s+2)(s+4)(s+6) = \frac{s^3}{4} + 3s^2 + 11s + 12.$$

Множитель $\frac{1}{4}$ введен для того, чтобы многочлен $Q_2(s) = Q(s) - Q_1(s)$ также имел действительные отрицательные корни. Таким образом,

$$Q_2(s) = \frac{3}{4}s^3 + 6s^2 + 12s + 3 = \frac{3}{4}(s + 0{,}29)(s + 2{,}81)(s + 4{,}89).$$

Корни уравнений $Q_1(s) = 0$ и $Q_2(s) = 0$ чередуются между собой.

Определяем значения $Y_{1,2}$ и $Y_{2,2}$:

$$Y_{2,2}(s) = \frac{Q_2(s)}{Q_1(s)} = \frac{\frac{3}{4}s^3 + 6s^2 + 12s + 3}{\frac{1}{4}(s+2)(s+4)(s+6)} = \frac{3(s+0{,}29)(s+2{,}81)(s+4{,}89)}{(s+2)(s+4)(s+6)}$$

и

$$Y_{1,2}(s) = \frac{P(s)}{Q_1(s)} = \frac{4(s+0{,}5)}{(s+2)(s+4)(s+6)}.$$

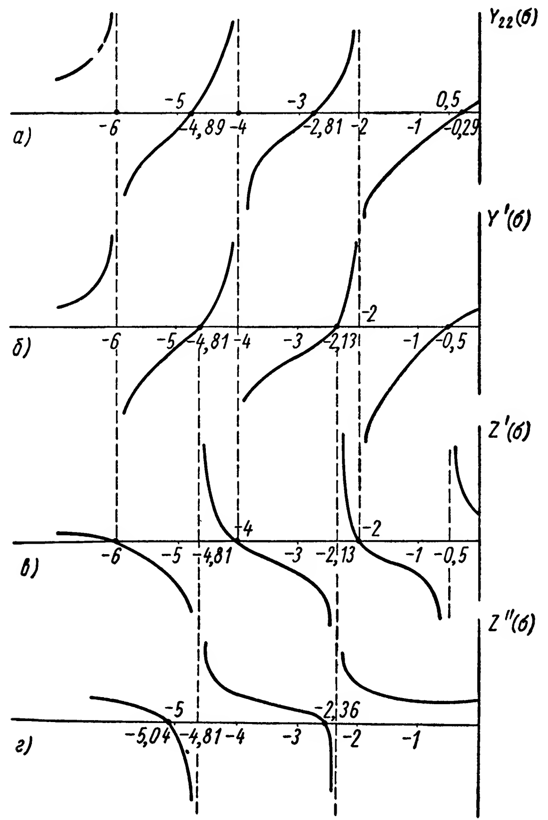
Будем теперь реализовать $Y_{2,2}$ с помощью такой RC-схемы, которая попутно реализовала бы нули $Y_{1,2}$.

График $Y_{2,2}(s)$ в функции действительных отрицательных значений $s = \sigma$ (фиг. XVI. 46, *а* — *г*) показывает, что ни один из нулей $Y_{2,2}$ не совпадает с нулями $s_1 = -0{,}5$; $s_2 = \infty$; $s_3 = \infty$ функции $Y_{1,2}$. Поэтому при реализации наимень-

шего по модулю нуля $s = -0{,}5$ функции $Y_{1,2}$ первым шагом будет образование нуля при $s = -0{,}5$ для функции $Y_{2,2}$. Подсчитаем значение $Y_{2,2}$ при $s = -0{,}5$:

$$Y_{2,2}\Big|_{s=-0,5} = -0{,}22.$$

Так как эта величина отрицательная, образование нуля функции $Y_{2,2}$ в точке $s = -0{,}5$ путем вычитания из $Y_{2,2}$ положительной постоянной (проводимости) невозможно.



Фиг. XVI. 46. К реализации передаточной функции
$$KW(s) = \frac{s + 0{,}5}{s^3 + 9s^2 + 23s + 15}.$$

Рассмотрим другой способ образования нуля $Y_{2,2}$ при $s = -0{,}5$, сводящийся к перемещению нуля $Y_{2,2}$ из точки $s = -0{,}29$ в точку $s = -0{,}5$. Он заключается в выделении и реализации некоторой части функции $Y_{2,2}$ для полюса $s = -2$.

Обозначим эту часть $Y_{2,2}$ в виде $Y_1 = \dfrac{ks}{s+2}$.

Адмитанц вида $Y = \dfrac{ks}{k+b}$ реализуется путем последовательного соединения сопротивления R и емкости C, причем $R = \dfrac{1}{k}$ и $C = \dfrac{k}{b}$. Найдем такое значение k,

для которого

$$Y_{2,2}\Big|_{s=-0,5} - \left(\frac{ks}{s+2}\right)\Big|_{s=-0,5} = 0.$$

Имеем $-0,22 + \frac{k}{3} = 0$; $k = 0,66$.

Искомая часть $Y_{2,2}$, следовательно, будет равна

$$Y_1 = \frac{0,66s}{s+2}.$$

Реализация $Y_{2,2}$ начинается с синтеза на выходе четырехполюсника шунтирующей ветви с адмитанцем Y_1, и расчета остающейся функции адмитанца:

$$Y^{\text{I}} = Y_{2,2} - Y_1 = \frac{2,34\,(s+0,5)\,(s+2,13)\,(s+4,81)}{(s+2)\,(s+4)\,(s+6)}.$$

График Y', приведенный на фиг. XVI. 46, *б*, показывает, что Y' содержит нуль при $s = -0,5$.

Рассматриваем далее функцию

$$Z' = \frac{1}{Y^{\text{I}}} = \frac{(s+2)\,(s+4)\,(s+6)}{2,34\,(s+0,5)\,(s+2,13)\,(s+4,81)}.$$

Выделим из нее и реализуем часть, соответствующую полюсу $s = -0,5$; тем самым будет реализован нуль функции $Y_{1,2}$ в точке $s = -0,5$. Для этого определим вычет функции Z' для $s = -0,5$; он оказывается равным 1,76. Затем вычитаем составляющую импеданца $Z_2 = \frac{1,76}{s+0,5}$, соответствующую этому полюсу, и получим остаток:

$$Z^{\text{II}} = Z^{\text{I}} - Z_2 = \frac{s^2 + 7,4s + 11,9}{2,34s^2 + 16,3s + 24} = \frac{(s+2,36)\,(s+5,04)}{2,34\,(s+2,13)\,(s+4,81)}.$$

График Z^{II}, приведенный на фиг. XVI. 46, *г*, показывает, что функция Z^{II} удовлетворяет условиям реализации в виде цепи *RC*. Все конечные нули функции $Y_{1,2}(s)$ реализованы.

Двукратный нуль $s = -\infty$ функции $Y_{1,2}(s)$ реализуется попутно при реализации оставшейся функции $Z^{\text{II}}(s)$ в виде лестничной цепи. Функция Z^{II}, подлежащая реализации, представляет собой дробно-рациональную функцию, которую можно представить в виде непрерывной дроби путем последовательного деления: числитель Z^{II} делим на знаменатель и представляем Z^{II} как сумму частного 0,43 и единицы, разделенной на обращенный остаток. Те же действия выполняем затем со стоящим в знаменателе обращенным остатком и т. д.:

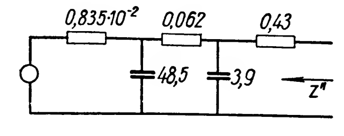
$$Z^{\text{II}} = 0,43 + \cfrac{1}{\cfrac{2,34s^2 + 16,3s + 24}{0,6s + 1,7}} = 0,43 + \cfrac{1}{3,9s + \cfrac{1}{\cfrac{0,6s + 1,7}{9,7s + 24}}} =$$

$$= 0,43 + \cfrac{1}{3,9s + \cfrac{1}{0,062 + \cfrac{1}{\cfrac{9,7s + 24}{0,2}}}} = 0,43 + \cfrac{1}{3,9s + \cfrac{1}{0,062 + \cfrac{1}{48,5s + \cfrac{1}{0,835 \cdot 10^{-2}}}}}.$$

Функцию $Z^{\text{II}}(s)$, представленную в виде непрерывной дроби, легко реализовать при помощи лестничной цепи *RC* (фиг. XVI. 47). Сначала реализуется импеданц 0,43, затем адмитанц $3,9s$, далее импеданц 0,062 и адмитанц $48,5s$. Цепь заканчивается

чивается импеданцем $0,835 \cdot 10^{-2}$. Эта цепь содержит два параллельно включенных конденсатора, реализующих дрекратный нуль $s = -\infty$.

Замыкая синтезированный четырехполюсник на нагрузочное сопротивление, равное 1 *ом*, получаем требуемый четырехполюсник (XVI. 48). Величины сопротивлений на фигуре указаны в омах, величины емкостей — в фарадах. Если нагрузка равна не 1 *ом*, а, например, 1 *мгом*, то надо величины всех сопротивлений увеличить в 10^6 раз, а емкостей — уменьшить в 10^6 раз. Полученный четырехполюсник (фиг. XVI. 49) будет описываться той же заданной передаточной функцией с точностью до постоянного множителя.



Фиг. XVI. 47. Четырехполюсник, реализующий функцию $Z^{11}(s)$.

2. Дано:

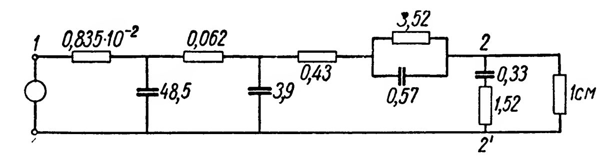
$$KW(s) = \frac{s^4 + 70s^3 + 1400s^2 + 8000s}{s^4 + 89s^3 + 743s^2 + 1855s + 1200}.$$

После определения корней уравнения четвертой степени получим

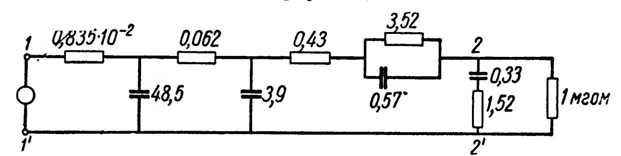
$$KW(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} = \frac{s(s+10)(s+20)(s+40)}{(s+1)(s+3)(s+5)(s+80)}.$$

Выбираем значение $Q_1(s)$:

$$Q_1(s) = 0,02(s+2)(s+4)(s+30)(s+100) =$$
$$= 0,02s^4 + 2,72s^3 + 75,76s^2 + 380,8s + 480.$$



Фиг. XVI. 48. Окончательная цепь, реализующая передаточную функцию $\frac{s+0,5}{s^3+9s^2+23s+15}$ (величина сопротивлений в омах, величина емкостей в фарадах).



Фиг. XVI. 49. Цепь, реализующая передаточную функцию $KW(s) = \frac{s+0,5}{s^3+9s^2+23s+15}$ (величина сопротивлений в мегомах величина емкостей в мокрофарадах).

В результате этого полином $Q_2(s)$ будет иметь следующий вид:

$$Q_2(s) = Q(s) - Q_1(s) = 0,98s^4 + 88s^3 + 680s^2 + 1505s + 735 =$$
$$= 0,98(s+0,677)(s+2,85)(s+4,82)(s+79,6).$$

Затем находим $Y_{2,2}(s)$ и $Y_{1,2}(s)$:

$$Y_{2,2}(s) = \frac{Q_2(s)}{Q_1(s)} = \frac{49(s+0,677)(s+2,85)(s+4,82)(s+79,6)}{(s+2)(s+4)(s+30)(s+100)};$$

$$Y_{1,2}(s) = \frac{P(s)}{Q_1(s)} = \frac{50s(s+10)(s+20)(s+40)}{(s+2)(s+4)(s+30)(s+100)}.$$

Фиг. XVI. 50, *a* показывает, что для перемещения нуля $Y_{2,2}(s)$ в точку o, надо вычесть проводимость, равную $Y_{2,2}(o) = 1{,}5$.

Реализация $Y_{2,2}(s)$ начинается с синтеза шунтирующей ветви $Y_1(s) = Y_{2,2}(o) = 1{,}5$ и расчета остающейся функции:

$$Y^{\mathrm{I}} = Y_{2,2} - Y_1 = \frac{s\,(47{,}5s^3 + 4100s^2 + 27\,600s + 45\,400)}{s^4 + 136s^3 + 3790s^2 + 19\,040s + 24\,000} =$$

$$= \frac{47{,}5s\,(s + 2{,}75)\,(s + 4{,}4)\,(s + 79{,}3)}{(s + 2)\,(s + 4)\,(s + 30)\,(s + 100)}.$$

Графики функций $Y^{\mathrm{I}}(s)$ и $Z^{\mathrm{I}}(s) = \frac{1}{Y'(s)}$ показывают, что функции Y^{I}, Z^{I} удовлетворяют условиям реализации в виде цепи RC. Выделим из $Z^{\mathrm{I}}(s)$ полностью полюс $s = 0$. Для этого, определив вычет $Z^{\mathrm{I}}(s)$ для $s = 0$, вычитаем составляющую импеданса $Z_2 = \frac{0{,}53}{s}$, соответствующую этому полюсу. Здесь Z_2 — импеданс последовательной ветви. Остаток определяется по формуле

$$Z^{\mathrm{II}} = Z^{\mathrm{I}} - Z_2 = \frac{s^3 + 110{,}8s^2 + 1630s + 4400}{47{,}5\,(s^3 + 86{,}5s^2 + 580s + 960)} =$$

$$= \frac{(s + 3{,}5)\,(s + 13{,}3)\,(s + 94)}{47{,}5\,(s + 2{,}75)\,(s + 4{,}4)\,(s + 79{,}3)}.$$

График $Z^{\mathrm{II}}(s)$, представленный на фиг. XVI. 50, *г*, показывает, что простым вычитанием сопротивления $Z_3 = Z^{\mathrm{II}}|_{s=-20} = 0{,}01071$ можно обеспечить нуль функции Z^{II} в точке $s = -20$, совпадающей с нулем $Y_{1,2}$. Остаток определяем по формуле

$$Z^{\mathrm{III}} = Z^{\mathrm{II}} - Z_3 = \frac{0{,}491\,(s + 3{,}55)\,(s + 20)\,(s + 112{,}45)}{47{,}5\,(s + 2{,}75)\,(s + 4{,}4)\,(s + 79{,}3)}.$$

С целью реализации нуля функции $Y_{1,2}$ в точке $s = -20$ выделим из функции $Y^{\mathrm{III}} = \frac{1}{Z^{\mathrm{III}}} = \frac{47{,}5\,(s + 2{,}75)\,(s + 4{,}4)\,(s + 79{,}3)}{0{,}491\,(s + 3{,}55)\,(s + 20)\,(s + 112{,}45)}$ полюс $s = -20$.

Определим сначала вычет Y^{III}, который для $s = -20$ равен -1015. Поскольку адмитанц $-\frac{1015}{s + 20}$ пассивной RC-цепью реализовать нельзя, будем вычитать адмитанц $Y_4 = \frac{ks}{s + 20}$, реализующий тот же нуль $Y_{1,2}$, т. е. нуль $s = -20$.

Коэффициент k определяется по формуле

$$\left(\text{Вычет } Y^{\mathrm{III}}\right)_{s=-20} - ks\,\big|_{s=-20} = 0;$$

$$-1015 + k\cdot 20 = 0;$$

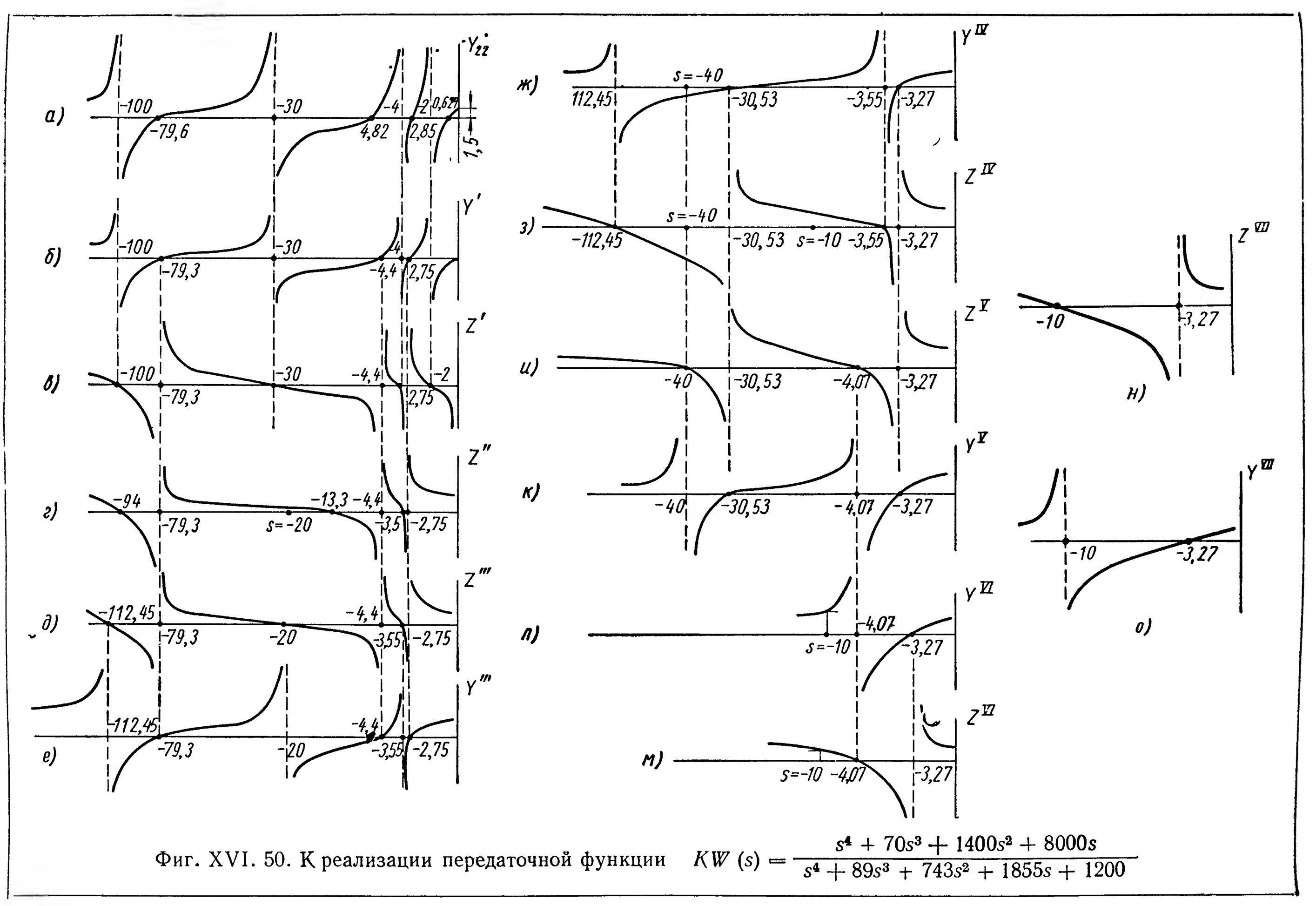
$$k = 50{,}75.$$

Реализовав $Y_4 = \frac{50{,}75s}{s + 20}$, получим остаток:

$$Y^{\mathrm{IV}} = Y^{\mathrm{III}} - Y_4 = \frac{22{,}55\,(s + 3{,}27)\,(s + 30{,}53)}{0{,}491\,(s + 3{,}55)\,(s + 112{,}45)}.$$

График функции (см. XVI. 50, *з*)

$$Z^{\mathrm{IV}} = \frac{0{,}491\,(s + 3{,}55)\,(s + 112{,}45)}{22{,}55\,(s + 3{,}27)\,(s + 30{,}53)},$$



Фиг. XVI. 50. К реализации передаточной функции $KW(s) = \dfrac{s^4 + 70s^3 + 1400s^2 + 8000s}{s^4 + 89s^3 + 743s^2 + 1855s + 1200}$

показывает, что образовать нуль в точке $s = -10$ вычитанием положительной постоянной (сопротивления) невозможно, так как тогда значения Z^{IV} при $s = 0$ и $s = \infty$ будут отрицательными. Действительно,

$$Z^{IV}\big|_{s=-10} = 0,108;$$

$$Z^{IV}\big|_{s=0} = 0,0875;$$

$$Z^{IV}\big|_{s=\infty} = 0,0218.$$

Образовать нуль в точке $s = -10$ выделением части для полюса при $s = -3,27$ также нельзя, так как при частичном устранении полюса соседние нули стремятся переместиться к полюсу. Следовательно, нуль Z^{IV} $s = -3,55$ будет перемещаться к полюсу при $s = -3,27$ и вследствие этого нуль в точке $s = -10$ образоваться не может.

Образуем нуль при $s = -40$ выделением части полюса при $s = -30,53$. В этом случае мы сможем переместить нуль при $s = -112,45$ в точку $s = -40$. Составляющая импеданса для этого полюса имеет вид

$$Z_5 = \frac{k}{s + 30,53}.$$

Коэффициент k находим по формуле

$$Z^{IV}\big|_{s=-40} - Z_5\big|_{s=-40} = 0;$$

$$-0,168 + \frac{k}{9,47} = 0;$$

$$k = 1,58.$$

Реализовав $Z_5 = \frac{1,58}{s + 30,53}$, получим остаток:

$$Z^{V} = Z^{IV} - Z_5 = \frac{(s + 4,07)(s + 40)}{46(s + 3,27)(s + 30,53)}.$$

Выделим из функции

$$Y^{V} = \frac{1}{Z^{V}} = \frac{46(s + 3,27)(s + 30,53)}{(s + 4,07)(s + 40)}$$

полностью полюс при $s = -40$. Вычет функции Y^{V} при $s = -40$ равен -445. Вычитаем адмитанц $Y_6 = \frac{ks}{s + 40}$, соответствующий этому полюсу.

Найдем коэффициент k:

$$-445 - ks\big|_{s=-40} = 0;$$

$$-445 + 40k = 0;$$

$$k = 11,13.$$

Реализовав $Y_6 = \frac{11,13}{s + 40}$, получим остаток:

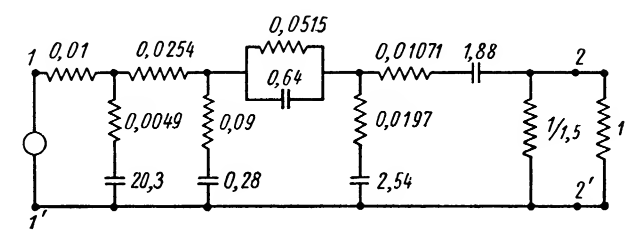
$$Y^{VI} = \frac{34,87(s + 3,27)}{(s + 4,07)}.$$

Графики функций Y^{VI} и $Z^{VI} = \frac{1}{Y^{VI}}$ (фиг: XVI. 50, *л*, *м*) показывают, что последний нуль $Y_{1,2}$ при $s = -10$ можно реализовать простым вычитанием сопротивления Z_7 из функции Z^{VI}

$$Z_7 = Z^{VI}\big|_{s=-40} = 0{,}0254.$$

Остаток получится равным

$$Z^{VII} = Z^{VI} - Z_7 = \frac{0{,}115\,(s+10)}{34{,}87\,(s+3{,}27)}.$$



Фиг. XVI. 51. Цепь, реализующая передаточную функцию

$$KW(s) = \frac{s^4 + 70s^3 + 1400s^2 + 8000s}{s^4 + 89s^3 + 743s^2 + 1855s + 1200}.$$

Обратную величину $Y^{VII} = \frac{1}{Z^{VII}}$ можно представить следующим образом:

$$Y^{VII} = \frac{34{,}87\,(s+3{,}27)}{0{,}115\,(s+10)} = 100 + \frac{203s}{s+10}.$$

Реализовав $Y_8 = \frac{203s}{s+10}$, реализуем затем последнее сопротивление $Z_9 = \frac{1}{100} = 0{,}01$. Замыкая четырехполюсник на погрузочное сопротивление 1 *ом*, получим требуемый четырехполюсник, показанный на фиг. XVI. 51.

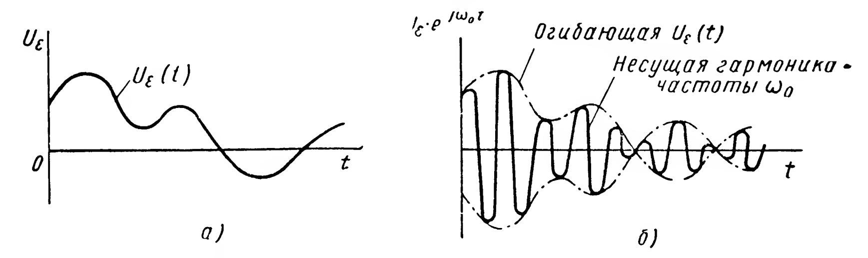
ЛИТЕРАТУРА

1. Воронов А. А., Элементы теории автоматического регулирования, Воениздат, 1954.
2. Доброгурский С. О., Титов В. К., Счетно-решающие устройства, Оборонгиз, 1953.
3. Иосифьян А. Г., Каган Б. М., Основы следящего привода, Госэнергоиздат, 1954.
4. Корректирующие цепи в автоматике, сборник переводов статей, ИЛ, М. 1954.
5. Основы автоматического регулирования, Теория, под ред. В. В. Солодовникова, Машгиз, 1954.
6. Солодовников В. В., Синтез корректирующих устройств следящих систем при типовых воздействиях, «А и Т», № 5, 1951.
7. Станиславский Б. И., Основы теории электрических счетно-решающих устройств, Оборонгиз, 1948.
8. Truxal J. G., Automatic control system synthesis, 1955.

ГЛАВА XVII

КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Для коррекции (стабилизации) очень многих систем автоматического регулирования желательно преобразовывать сигналы не постоянного, а переменного тока (сигналы на несущей частоте). Это исключает необходимость применения усилителей постоянного тока, характеризующихся известными недостатками, а также применение таких промежуточных элементов, как демодулятор и модулятор, которые усложняют конструкцию системы.



Фиг. XVII. 1. Электрические сигналы:

а — сигнал постоянного тока; *б* — сигнал переменного тока.

В отличие от сигнала постоянного тока, который можно представить функцией времени $U_\varepsilon(t)$, (фиг. XVII, 1,*а*), сигнал на несущей частоте ω_0 можно выразить функцией времени:

$$U_\varepsilon(t)\, e^{j\omega_0 t}, \qquad \text{(XVII. 1)}$$

где $e^{j\omega_0 t}$ — несущая гармоника частоты ω_0 (частота источника питания).

Таким образом, сигнал переменного тока представляет собой напряжение переменного тока частоты ω_0, модулированное по амплитуде функцией $U_\varepsilon(t)$ (фиг. XVII. 1, *б*).

Рассмотренные ранее корректирующие устройства постоянного тока непригодны для преобразования сигналов на несущей частоте, поскольку при этом необходимо преобразовывать лишь огибающую, т. е. функцию $U_\varepsilon(t)$ в выражении (XVII. 1), не искажая несущую частоту, т. е. не производя никаких преобразований над гармоникой $e^{j\omega_0 t}$.

Для подобных преобразований сигналов переменного тока применяются специальные устройства, к которым относятся пассивные контуры переменного тока, состоящие из омических сопротивлений, емкостей и индуктивностей, и электромеханические корректирующие устройства переменного тока.

В данной главе будут рассмотрены некоторые вопросы теории, схемы и методы расчета пассивных корректирующих контуров переменного тока.

1. ХАРАКТЕРИСТИКИ ИДЕАЛЬНЫХ КОРРЕКТИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Один из методов коррекции систем автоматического регулирования сводится к введению в закон регулирования помимо сигнала, пропорционального ошибке, сигналов, пропорциональных последующим производным и интегралам по времени от ошибки [1].

Предположим, например, что сигнал ошибки $U_\varepsilon(t)$ на несущей частоте ω_0 требуется преобразовать в сигнал, представляющий собой сумму двух слагаемых: пропорционального сигналу ошибки и пропорционального первой производной по времени от входного сигнала. Иными словами, сигнал вида, описываемый формулой (XVII. 1), требуется преобразовать в сигнал, описываемый формулой

$$K\left[U_\varepsilon(t) + \tau\frac{dU_\varepsilon(t)}{dt}\right]e^{j\omega_0 t}. \qquad \text{(XVII. 2)}$$

Для такого преобразования необходимо устройство, характеризующееся следующей передаточной функцией:

$$W(s) = k\left[1 + \tau(s - j\omega_0)\right]. \qquad \text{(XVII. 3)}$$

Преобразование Лапласа (изображение) сигнала, описываемого формулой (XVII. 2), на выходе устройства имеет вид

$$k\left[1 + \tau(s - j\omega_0)\right] L\left[U_\varepsilon(t)\, e^{j\omega_0 t}\right],$$

а преобразование сигнала, описываемого формулой (XVII. 1), на входе устройства,

$$L\left[U_\varepsilon(t)\, e^{j\omega_0 t}\right].$$

Следовательно, выражение (XVII. 3), которое определяется как отношение преобразования выходного сигнала к преобразованию входного, представляет собой передаточную функцию корректирующего устройства, работающего на несущей частоте ω_0 (фиг. XVII. 2).

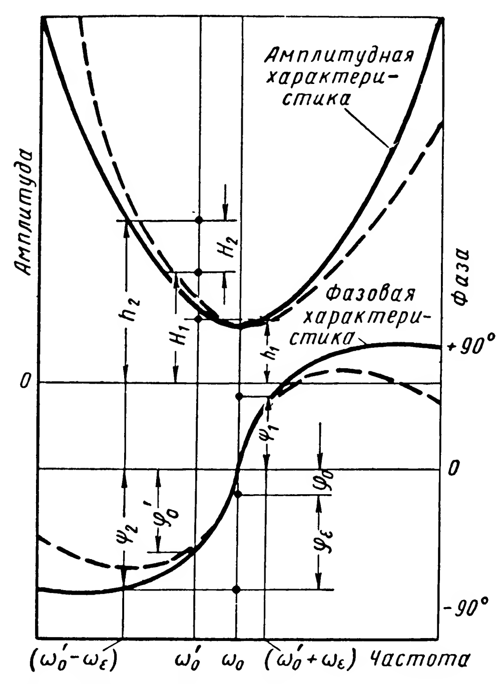
Эти характеристики симметричны относительно несущей частоты ω_0, т. е. минимум амплитудной и нуль фазовой характеристик располагаются на несущей частоте.

Таким образом, если частотные характеристики устройства аналогичны изображенным на фиг. XVII. 2, то оно может быть

[1] См. «Основы автоматического регулирования, Теория», гл. XVI, Машгиз, 1954.

использовано в качестве корректирующего в следящих системах, работающих на переменном токе при условии, что частота источника питания равна ω_0.

В том случае, если на вход корректирующего устройства, частотные характеристики которого симметричны относительно частоты ω_0, поступает сигнал на несущей частоте ω_0', неравной ω_0, то корректирующие свойства такого устройства ухудшаются.



Фиг. XVII. 2. Частотные характеристики корректирующих устройств переменного тока: сплошные кривые — идеальные характеристики, пунктирные — реальные.

Рассмотрим, например, случай, когда на вход устройства с передаточной функцией, описываемой формулой (XVII. 3), поступает косинусоидальный сигнал на несущей частоте ω_0';

$$\cos \omega_\varepsilon t \cos \omega_0' t = \frac{1}{2}\left[\cos\left(\omega_0' + \omega_\varepsilon\right) t + \cos\left(\omega_0' - \omega_\varepsilon\right) t\right],$$

где ω_ε — частота огибающей.

На входе такого устройства действуют две косинусоиды с частотами $(\omega_0' + \omega_\varepsilon)$ и $(\omega_0' - \omega_\varepsilon)$. На выходе устройства вынужденные колебания представляют собой косинусоиды тех же частот, но отличающихся от входных косинусоид по амплитуде и фазе. Выходной сигнал будет равен

$$\frac{1}{2} h_1 \cos\left[\left(\omega_0' + \omega_\varepsilon\right) t + \psi_1\right] + \frac{1}{2} h_2 \cos\left[\left(\omega_0' - \omega_\varepsilon\right) t + \psi_2\right], \quad \text{(XVII. 4)}$$

где

$$
\left.
\begin{aligned}
h_1 &= K\left[1+\tau^2\left(\omega_0'+\omega_\varepsilon-\omega_0\right)^2\right]^{\frac{1}{2}};\\
h_2 &= K\left[1+\tau^2\left(\omega_0'-\omega_\varepsilon-\omega_0\right)^2\right]^{\frac{1}{2}};\\
\psi_1 &= \operatorname{arc\,tg}\tau\left(\omega_0'+\omega_\varepsilon-\omega_0\right);\\
\psi_2 &= \operatorname{arc\,tg}\tau\left(\omega_0'-\omega_\varepsilon-\omega_0\right).
\end{aligned}
\right\}
\qquad \text{(XVII. 5)}
$$

После тригонометрических преобразований выражение (XVII. 4) примет вид

$$
\begin{aligned}
&H_1\cos\left(\omega_\varepsilon t+\varphi_\varepsilon\right)\cos\left(\omega_0' t+\varphi_0\right)+\\
&+H_2\sin\left(\omega_\varepsilon t+\varphi_\varepsilon\right)\sin\left(\omega_0' t+\varphi_0\right),
\end{aligned}
\qquad \text{(XVII. 6)}
$$

где

$$
\left.
\begin{aligned}
H_1 &= \frac{h_1+h_2}{2}; \quad H_2=\frac{|h_1-h_2|}{2};\\
\varphi_\varepsilon &= \frac{\psi_1-\psi_2}{2}; \quad \varphi_0=\frac{\psi_1+\psi_2}{2};
\end{aligned}
\right\}
\qquad \text{(XVII. 7)}
$$

Выражение (XVII. 6) показывает, что сигнал на выходе устройства представляет собой сумму двух составляющих: основной составляющей с амплитудой H_1 и составляющей, сдвинутой на 90° относительно основной (квадратурная составляющая), с амплитудой H_2. Сдвиги фаз огибающей φ_ε и несущей φ_0, одинаковые для обеих составляющих, определяются, как и величины H_1 и H_2, по выражениям (XVII. 5) и (XVII. 7).

Значения этих фаз и амплитуд с достаточной точностью можно определять графически по частотным характеристикам, представленным на фиг. (XVII. 2) с использованием выражений (XVII. 7).

Корректирующие устройства, характеризующиеся передаточной функцией, подобной функции, описываемой формулой (XVII. 3), применяются главным образом для стабилизации систем автоматического регулирования, исполнительными элементами которых являются двухфазные асинхронные двигатели. Известно, что такой двигатель нормально работает, когда постоянный фазовый сдвиг между напряжениями на его обмотках составляет примерно 90°. Для соблюдения этого условия в одну из обмоток включается (параллельно или последовательно) емкость, величина которой обычно подбирается экспериментально таким образом, чтобы момент на валу двигателя был максимальным.

Таким образом, для того чтобы система работала нормально, необходимо, чтобы корректирующее устройство не сдвигало фазу несущей, т. е. чтобы значение φ_0 при всех условиях было равно нулю.

С другой стороны, для получения наилучшего корректирующего эффекта нужно обеспечить максимальный положительный сдвиг фазы огибающей φ_ε.

Эти условия могут быть выполнены в том случае, если несущая частота сигнала ω_0' будет равна частоте ω_0, на которую рассчитано корректирующее устройство. При соблюдении равенства $\omega_0' = \omega_0$ на выходе корректирующего устройства действует только основная составляющая сигнала, так как амплитуда H_2 квадратурной составляющей равна нулю. Это благоприятно сказывается на работе двигателя, ибо квадратурная составляющая лишь перегружает двигатель, не участвуя в образовании крутящего момента.

Таким образом, если $\omega_0' = \omega_0$, то амплитуда квадратурной составляющей H_2 и сдвиг фазы, несущей φ_0 равны нулю. Амплитуда основной составляющей принимает значение

$$H_1 = K\,[1 + \tau^2\omega^2_\varepsilon]^{\frac{1}{2}},$$

а сдвиг фазы огибающей принимает максимальное значение:

$$\varphi_\varepsilon = \operatorname{arctg} \tau\omega_\varepsilon .$$

Чем больше несущая частота ω_0' входного сигнала отличается от частоты ω_0, на которую рассчитано корректирующее устройство, тем больше амплитуда H_2 и сдвиг фазы φ_0 и тем меньше сдвиг фазы φ_ε. Если разность $|\omega_0' - \omega_0| \gg \omega_\varepsilon$, то $\varphi_\varepsilon \approx 0$ и, следовательно, устройство не вводит опережение по фазе, необходимое для коррекции систем автоматического регулирования. Сдвиг фазы несущей φ_0 в этом случае может достигать значительной величины (до 70°) и, следовательно, между напряжениями, питающими обмотки двухфазного двигателя, не будет требуемого сдвига фазы, равного примерно 90°.

Следовательно, условием эффективной работы корректирующих устройств переменного тока с передаточными функциями, аналогичными функции (XVII. 3), т. е. устройств, частотные характеристики которых симметричны относительно частоты ω_0, является необходимость не допускать отклонений несущей частоты ω_0' входного сигнала. Это означает, что нельзя допускать колебаний частоты источника питания и несущая частота должна быть равна частоте, на которую рассчитано корректирующее устройство:

$$\omega_0' = \omega_0. \qquad \text{(XVII. 8)}$$

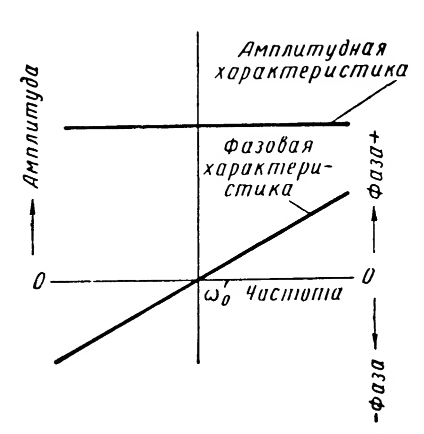
Это равенство может нарушаться не только из-за колебаний несущей частоты сигнала ω_0', но также в том случае, если изменяется только частота настройки ω_0 корректирующего устройства.

Выражения (XVII. 5) и (XVII. 7), а также фиг. XVII. 2 показывают, что для предотвращения реакции корректирующего устройства на колебания несущей частоты достаточно выполнить следующие условия:

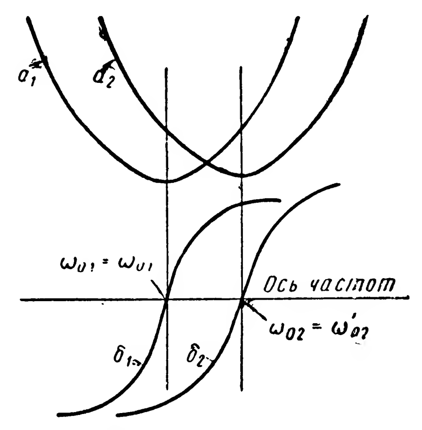
$$\left.\begin{aligned} h_1 &= h_2; \\ \psi_1 &= \psi_2. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XVII. 9)}$$

Эти условия могут быть выполнены, если, например, характеристики устройства имеют вид, изображенный на фиг. XVII. 3. Фазовая характеристика может перемещаться при изменении несущей частоты таким образом, что ее нулевое значение всегда остается на частоте ω_0'.

Условие (XVII. 9) выполняется также в том случае, если частотные характеристики, изображенные на фиг. XVII. 2, перемещаются



Фиг. XVII. 3. Частотные характеристики корректирующего устройства, не зависящего от колебания несущей частоты.



Фиг. XVII. 4. Способ устранения влияния колебаний несущей частоты смещением частотных характеристик корректирующего устройства:

a_1, a_2—амплитудные характеристики; $б_1$, $б_2$ — фазовые характеристики.

параллельно оси частот таким образом, что при изменении несущей частоты нуль фазовой и минимум амплитудной характеристик располагаются на несущей частоте ω_0' при всех ее изменениях (фиг. XVII. 4).

2. ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕАЛЬНЫХ КОРРЕКТИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Практически невозможно реализовать корректирующее устройство с передаточной функцией, описываемой формулой (XVII. 3). Передаточные функции реальных динамических систем должны иметь вид дробно-рациональной функции, а выражение (XVII. 3) этому условию не соответствует. Для преобразования сигналов переменного тока, так же как для сигналов постоянного тока, могут быть применены соответствующие пассивные электрические контуры, характеристики которых близки к характеристикам идеальных корректирующих устройств.

В общем случае пассивному электрическому контуру, преобразующему сигналы постоянного тока, соответствует пассивный контур для сигналов переменного тока. Полное сопротивление, создаваемое индуктивностью $2L$ (или емкостью $2C$), при частоте ω_ε приблизи-

тельно равно полному сопротивлению, создаваемому последовательным соединением элементов (L и C) (или соответственно их параллельным соединениям). Это достигается при частоте $\omega_0 + \omega_\varepsilon$, если $\omega_\varepsilon \ll \ll \omega_0$ и если элементы L и C настроены на частоту ω_0, т. е. если

$$LC\omega_0^2 = 1. \qquad \text{(XVII. 10)}$$

Полное сопротивление последовательно соединенных индуктивности L и емкости C определяется по формуле

$$Lj(\omega_0 + \omega_\varepsilon) + \frac{1}{Cj(\omega_0 + \omega_\varepsilon)}. \qquad \text{(XVII. 11)}$$

Из этого выражения с учетом соотношения (XVII. 10) при условии, что $\omega_\varepsilon \ll \omega_0$, получим

$$2Lj\omega_\varepsilon. \qquad \text{(XVII. 12)}$$

Следовательно, сопротивление индуктивности $2L$ на частоте ω_ε равно сопротивлению последовательно соединенных элементов L и C на частоте $\omega_0 + \omega_\varepsilon$. Это означает, что при переходе к характеристикам контура переменного тока, работающего на несущей частоте ω_0, характеристики контура постоянного тока как бы переносятся на величину ω_0 вдоль оси частот.

Для получения выражения, с помощью которого можно преобразовать передаточные функции корректирующих устройств постоянного тока в соответствующие передаточные функции устройств переменного тока, необходимо сравнить формулы (XVII. 11) и (XVII. 12). Если в формуле (XVII. 11) выразить сумму $\omega_0 + \omega_\varepsilon$ через ω, то, учитывая выражение (XVII. 10), после некоторых преобразований получим

$$\omega_\varepsilon \to \frac{\omega + \omega_0}{2\omega}(\omega - \omega_0). \qquad \text{(XVII. 13)}$$

Предположим, что нужно получить выражение передаточной функции корректирующего контура переменного тока, работающего на несущей частоте ω_0, аналогичного пассивному корректирующему устройству постоянного тока с передаточной функцией

$$W(s) = K\frac{1 + \tau s}{1 + K\tau s}.$$

Для этого необходимо заменить величину s на $j\omega_\varepsilon$ с последующей заменой ω_ε его значением из формулы (XVII. 13). Тогда

$$W(j\omega) = K\frac{1 + j\tau\frac{\omega + \omega_0}{2\omega}(\omega - \omega_0)}{1 + jK\tau\frac{(\omega - \omega_0)}{2\omega}(\omega - \omega_0)}. \qquad \text{(XVII. 14)}$$

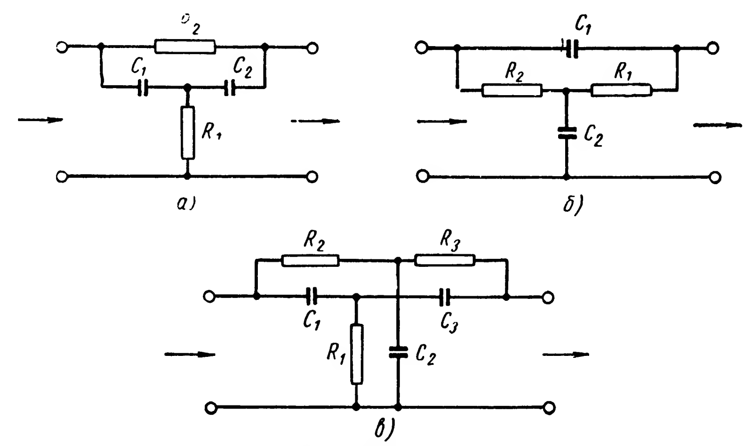
При $K \ll 1$ и $\omega \approx \omega_0$ выражение (XVII. 14) незначительно отличается от выражения передаточной функции (XVII. 3) идеального корректирующего устройства.

Амплитудная и фазовая частотные характеристики, построенные по выражению (XVII. 14), приведены на фиг. XVII. 2 (пунктирные кривые). Эти характеристики сходны с характеристиками устройства с передаточной функцией, описываемой формулой (XVII. 3) и отличаются несимметричностью относительно несущей частоты, причем несимметричность, незначительная на частотах, близких к несущей, возрастает по мере удаления от нее.

Аналогия частотных характеристик устройства с передаточной функцией, описываемой формулой (XVII. 3), и реальных корректирующих устройств дает право утверждать, что к реальным устройствам применимы выводы о влиянии колебаний несущей частоты, которые были сделаны в предыдущем параграфе.

3. КОРРЕКТИРУЮЩИЕ RC-КОНТУРЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Характеристику типа (XVII. 14) можно получить применением пассивных RC-контуров, изображенных на фиг. XVII. 5.



Фиг. XVII. 5. Пассивные RC-контуры переменного тока:

а, б — мостиковые Т-образные контуры; *в* — двойной Т-образный контур.

Передаточная функция мостиковых Т-образных контуров (фиг. XVII. *а*, *б*) имеет вид

$$W(s) = \frac{T_1T_2s^2 + (T_1 + T_{12})s + 1}{T_1T_2s^2 + (T_1 + T_{12} + T_2)s + 1}. \qquad \text{(XVII. 15)}$$

где $T_1 = R_1C_1$, $T_2 = R_2C_2$;
для схемы *а*) $T_{12} = R_1C_2$;
для схемы *б*) $T_{12} = R_2C_1$.

Мостиковый Т-образный контур с такой передаточной функцией представляет собой корректирующее устройство переменного тока, работающее на несущей частоте ω_0, если его параметры соответствуют условиям, которые определяются путем сопоставления выражений (XVII. 14) и (XVII. 15).

Преобразуем выражение (XVII. 14) следующим образом:

$$W(s) = \frac{\frac{1}{\omega_0^2}s^2 + \frac{2}{\tau\omega_0^2}s + 1}{\frac{1}{\omega_0^2}s^2 + \frac{2}{K\tau\omega_0^2}s + 1}. \qquad \text{(XVII. 16)}$$

Сравнивая формулы (XVII. 15) и (XVII. 16), получим соотношения для вычисления параметров контура при заданных значениях его постоянных (несущей частоты ω_0, постоянной времени τ и передаточного коэффициента K):

$$\left.\begin{aligned} T_1 &= \frac{K\tau}{2(1-K)}; \\ T_2 &= \frac{2(1-K)}{K\tau\omega_0^2}; \\ T_{12} &= \frac{2}{\tau\omega_0^2} - \frac{K\tau}{2(1-K)}. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XVII. 17)}$$

При определении параметров мостикового Т-образного контура постоянными ω_0, τ и K следует задаваться, принимая, что значение T_{12} положительно, т. е. между постоянными контура удовлетворяется условие

$$K \leqslant \frac{4}{4 + \tau^2\omega_0^2}. \qquad \text{(XVII. 18)}$$

Таким образом параметрыТ-образного корректирующего контура могут быть определены по соотношению (XVII. 17) с учетом условия (XVII. 18). Для двойного Т-образного RC-контура (фиг. XVII. 5, *в*) передаточная функция имеет вид

$$W(s) = \frac{T_1T_2T_3s^3 + T_1(T_{23}+T_3)s^2 + (T_1+T_{13})s + 1}{T_1T_2T_3s^3 + [T_1(T_{23}+T_3) + T_2(T_1+T_{13}+T_3)]s^2 + (T_1+T_{13}+T_2+T_{23}+T_3)s + 1} \qquad \text{(XVII. 19)}$$

где $T_1 = R_1C_1$; $T_2 = R_2C_2$; $T_3 = R_3C_3$;
$T_{13} = R_1C_3$; $T_{23} = R_2C_3$.

Соотношения для определения параметров этого контура по заданным его постоянным ω_0, τ и K также находятся сравнением выражений (XVII. 19) и (XVII. 16). Для этого числитель и знаменатель формулы (XVII. 16) умножаются на двучлен $T_0s + 1$, вследствие чего формула принимает вид

$$W(s) = \frac{\frac{T_0}{\omega_0^2}s^3 + \frac{1}{\omega_0^2}\left(1 + \frac{2T_0}{\tau}\right)s^2 + \left(T_0 + \frac{2}{\tau\omega_0^2}\right)s + 1}{\frac{T_0}{\omega_0^2}s^3 + \frac{1}{\omega_0^2}\left(1 + \frac{2T_0}{K\tau}\right)s^2 + \left(T_0 + \frac{2}{K\tau\omega_0^2}\right)s + 1}. \qquad \text{(XVII. 20)}$$

Сравнивая коэффициенты при одинаковых степенях s этого выражения с выражением (XVII. 19), получим

$$\left.\begin{aligned} T_1 &= \frac{K}{2(1-K)}\left(\tau T_0^2\omega_0^2 + 2T_0 + \tau\right); \\ T_2 &= \frac{T_0}{T_1}; \\ T_3 &= \frac{1}{T_0\omega_0^2}; \\ T_{13} &= \frac{2}{\tau\omega_0^2} + T_0 - T_1; \\ T_{23} &= \frac{2}{K\tau\omega_0^2} - \frac{2}{\tau\omega_0^2} - \frac{1}{T_0\omega_0^2} - T_2. \end{aligned}\right\} \quad \text{(XVII. 21)}$$

Так как все параметры (омические сопротивления и емкости) контура представляют собой положительные величины, то из двух последних соотношений получаем следующие неравенства, которые должны удовлетворяться одновременно:

$$\frac{1}{K\tau\omega_0}\left[1 - \sqrt{1-(K\tau\omega_0)^2}\right] - \frac{2}{\tau\omega_0} < T_0 < \frac{1}{K\tau\omega_0}\left[1 + \sqrt{1-(K\tau\omega_0)^2}\right] - \frac{2}{\tau\omega_0};$$

$$\left.\begin{aligned} &\frac{2K\tau\omega_0 - \tau\omega_0\left[1 + \sqrt{1-(K\tau\omega_0)^2}\right]}{4(1-K) - K\tau^2\omega_0^2} < T_0 < \\ &< \frac{2K\tau\omega_0 - \tau\omega_0\left[1 - \sqrt{1-(K\tau\omega_0)^2}\right]}{4(1-K) - K\tau^2\omega_0^2}. \end{aligned}\right\} \quad \text{(XVII. 22)}$$

Полученные неравенства дают возможность выбирать значения T_0, которое выбирается не слишком близко к предельному значению, так как по возможности должно быть получено большое входное сопротивление контура.

Так как все параметры контура вещественны, то для его реализации необходимо обеспечить неравенство $K\tau\omega_0 \leqslant 1$.

По полученным формулам можно рассчитывать как мостиковые, так и двойные Т-образные RC-контуры. Однако эти формулы довольно громоздки, и поэтому их использование затрудняется, особенно в тех случаях, когда требуется выполнять серию расчетов. Значительно удобнее в этом случае пользоваться таблицами параметров различных RC-контуров, составленными по соотношениям (XVII. 17) с учетом условия (XVII. 18) для мостиковых и по соотношениям (XVII. 21) с учетом условий (XVII. 22) и (XVII. 23) — для двойных Т-образных RC-контуров (табл. XVII. 1 и XVII. 2).

Сопротивления и емкости следует подбирать таким образом, чтобы по возможности точнее приблизить их значения к расчетным. При этом нельзя ориентироваться лишь на номиналы. Истинные величины

Таблица XVII. 1

Параметры мостиковых Т-образных RC-контуров (фиг. XVII. 5) для $\omega_0 = 2\pi 50$ *рад/сек*

$\tau\omega_0$	$C_1 = C_2 = 1{,}000$ *мкф*			$C_1 = 1{,}000$ *мкф*; $C_2 = 2{,}500$ *мкф*		
	R_1 в *ом*	R_2 в *ком*	K	R_1 в *ом*	R_2 в *ком*	K
2,5	1273	7,96	0,2424	727	5,57	0,1546
5	637	15,91	0,0741	363	11,2	0,0437
7,5	424	23,83	0,0343	242	16,71	0,0199
10	318	31,84	0,0196	182	22,24	0,0113
15	212	47,75	0 0088	121	33,42	0,0051
20	159	63,66	0,0050	91	43,57	0,0028
30	106	95,49	0,0022	61	66,84	0,0013
40	80	127,32	0,0013	45	89,12	0,0007
50	64	169,12	0,0008	36	111,40	0,0005
60	53	191,04	0 0006	30	133,68	0,0003
100	32	318,36	0,0002	18	222,84	0,0001

Таблица XVII. 2

Параметры двойных Т-образных RC-контуров для $\omega_0 = 2\pi\,50$ *рад/сек*

$\tau\omega_0$	$R_2 = R_3 = 3182$ *ом* $C_1 = C_3 = 1{,}000$ *мкф*			$R_2 = 15912$ *ом*; $R_3 = 3182$ *ом* $C_1 = 0{,}200$ *мкф*; $C_3 = 1{,}000$ *мкф*			$R_3 = 4501$ *ом* $C_1 = C_2 = C_3 = 1{,}000$ *мкф*		
	R_1 в *ом*	C_2 в *мкф*	K	R_1 в *ом*	C_2 в *мкф*	K	R_1 в *ом*	R_2 в *ом*	K
2,5	2864	1,1111	0,2045	4774	0,6667	0,0789	2398	2112	0,2259
5	2226	1,4286	0,1045	3713	0,8571	0,0374	1762	2874	0 1105
7,5	2016	1,5790	0.0693	3359	0,9474	0.0242	1549	3268	0,0769
10	1909	1,6667	0,0517	3182	1,0000	0,0179	1444	3521	0,0524
15	1804	1,7647	0,0342	3006	1,0588	0,0117	1337	3786	0,0339
20	1751	1,8182	0,0255	2917	1,0909	0,0087	1284	3943	0,0251
30	1697	1,8750	0,0169	2828	1,1250	0,0057	1231	4112	0,0164
40	1670	1,9048	0,0126	2785	1,1429	0,0043	1205	4204	0 0122
50	1655	1,9231	0,0101	2758	1,1539	0,0034	1199	4260	0,0097
60	1644	1,9355	0,0084	2741	1,1613	0,0028	1178	4298	0,0080
∞	1591	2,0000	—	2652	1,2000	—	1125	4501	—

Примечание. Для получения контура, работающего на несущей частоте $m\omega_0$, необходимо каждое табличное R (или C) разделить на m; при этом $\tau\omega_0$ и K не изменяются.

сопротивлений и емкостей могут с удовлетворительной точностью определяться с помощью обычных мостиковых приборов лишь при условии последующей незначительной подгонки характеристик контура путем варьирования одного из его параметров. Параметр следует подобрать таким образом, чтобы минимум амплитудной (и нуль фазовой) характеристики совпадал с требуемой несущей частотой.

Вопрос о точности подбора параметров корректирующих RC-контуров переменного тока освещен в работе А. Собжика.

Установлено, что для обеспечения удовлетворительной работы корректирующего контура в следящей системе к подбору параметров необходимо предъявлять довольно жесткие требования. Так, например, если допустить отклонение несущей частоты контура ω_0 на 5% при $\omega_0 = 2\pi\, 60$ рад/сек, то все параметры двойного Т-образного контура с постоянной времени $\tau = \frac{15}{2\pi 60}$ должны быть подобраны с точностью примерно 0,5%. Сдвиг фазы несущей при этом может достигать $\pm 10°$.

4. РЕЗОНАНСНЫЙ ДВОЙНОЙ Т-ОБРАЗНЫЙ КОНТУР

Соотношения (XVII. 21) показывают, что при выполнении равенства

$$T_2 T_3 = (T_1 + T_{13})(T_{23} + T_3) \qquad \text{(XVII. 23)}$$

постоянная времени τ равна бесконечности, а передаточный коэффициент равен нулю. В этом случае мы имеем дело с так называемым резонансным двойным Т-образным RC-контуром. При выполнении условия (XVII. 23) произведение $K\tau$ представляет собой конечную величину, равную

$$K\tau = \frac{2T_1 T_3}{T_1 + T_{13} + T_3} = T. \qquad \text{(XVII. 24)}$$

Следовательно, передаточная функция (XVII. 14) для резонансного двойного Т-образного контура имеет вид

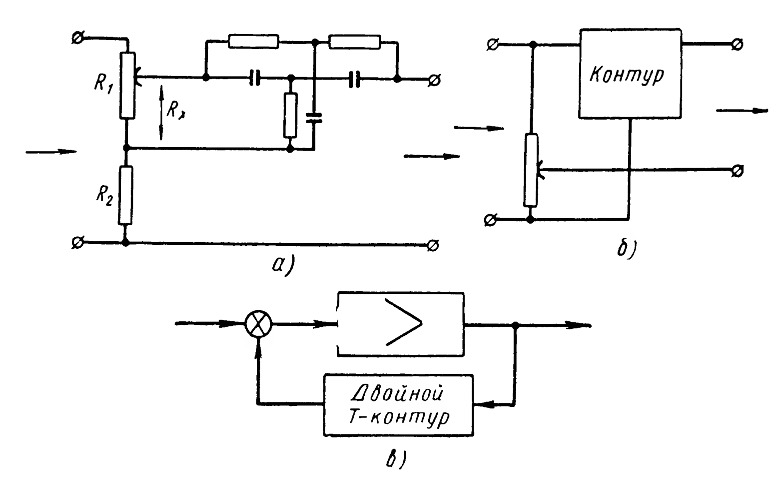
$$W(j\omega) = \frac{jT\frac{\omega + \omega_0}{2\omega}(\omega - \omega_0)}{1 + jT\frac{\omega + \omega_0}{2\omega}(\omega - \omega_0)}. \qquad \text{(XVII. 25)}$$

Таким образом, на выходе резонансного контура получается сигнал, примерно пропорциональный первой производной по времени от входного сигнала. Составляющую, пропорциональную входному сигналу, контур не пропускает.

При сочетании резонансного контура с делителем напряжения (фиг. XVII. 6, *а*) получаем устройство с передаточной функцией типа функции, описываемой формулой (XVII. 14). Передаточный коэффициент и постоянная времени в этом случае равны

$$\left.\begin{aligned} K &= \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \\ \tau &= \left(1 + \frac{R_x}{R_2}\right) T. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XVII. 26)}$$

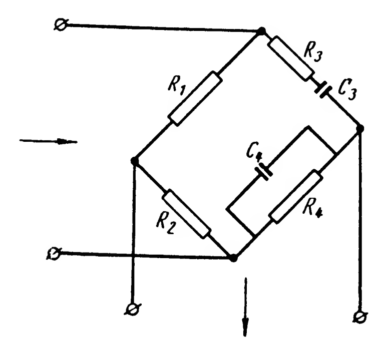
Пользуясь схемой, изображенной на фиг. XVII. 6, *а*, можно изменять постоянную времени корректирующего *RC*-контура, причем не только резонансного, но любого другого Т-образного контура.



Фиг. XVII. 6. Схемы двойного интегрирующего контура:

а, б — схемы для изменения постоянной времени; *в* — схема интегрирующего устройства переменного тока.

Если контур подключить к делителю напряжения по схеме, представленной на фиг. XVII. 6, *б*, то постоянную времени такого устройства можно увеличивать до любого значения.



Фиг. XVII. 7. Мостиковая схема корректирующего устройства переменного тока.

При помощи схемы, изображенной на фиг. XVII, 6 *в*, интегрируются сигналы на несущей частоте. Такое устройство состоит из усилителя с высоким коэффициентом усиления и двойного Т-образного контура, включенного в обратную связь, охватывающую усилитель.

Для реализации передаточной функции, описываемой формулой (XVII. 14), можно использовать мостиковую схему (фиг. XVII.7), передаточная функция которой имеет вид

$$W(s) = \frac{R_2 T_3 T_4 s^2 + \left[T_3 + T_4 - \frac{R_1}{R_2} T_{34}\right] s + 1}{R_1 + R_2 T_3 T_4 s^2 + (T_3 + T_4 + T_{34}) s + 1} \qquad \text{(XVII. 27)}$$

Для определения параметров этой схемы можно воспользоваться табл. XVII. 3.

Таблица XVII. 3

Параметры мостовых RC-контуров (фиг. XVII. 8) для $\omega_0 = 2\pi 50$ *рад/сек*

$\tau\omega_0$	$R_2 = 3184$ *ом*; $C_2 = 1{,}000$ *мкф*				
	$\frac{R_2}{R_1+R_2}$	R_3 в *ом*	R_4 в *ом*	C_4 в *мкф*	K
5	0,5279	5694	6029	0,5590	0,0557
10	0,5162	6040	6202	0,5270	0,0323
15	0,5086	6150	6257	0,5175	0,0172
20	0,5064	6205	6284	0,5130	0,0128
30	0,5042	6259	6311	0,5086	0,0085
40	0,5032	6286	6325	0,5064	0,0063
50	0,5025	6302	6332	0,5051	0,0051
60	0,5021	6312	6338	0,5042	0,0042
100	0,5013	6334	6349	0,5025	0,0025
∞	0,5000	6366	6366	0,5000	—

5. АНАЛИЗ ПАССИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА. МЕТОДЫ УСТРАНЕНИЯ ИХ ЗАВИСИМОСТИ ОТ КОЛЕБАНИЙ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ

Сопоставление неравенств (XVII. 18) и (XVII. 22) показывает, что максимальное предельное значение передаточного коэффициента K для двойного Т-образного контура (для всех значений $\tau\omega_0 > 2$) больше, чем значение K для мостикового Т-образного контура. В этом состоит одно из преимуществ двойного контура. Для $\tau\omega_0 = 10$, например, передаточный коэффициент двойного Т-образного контура примерно в 2,5 раза выше передаточного коэффициента мостикового контура.

Если система уравнений (XVII. 17) решается относительно постоянных ω_0, τ и K, то соотношения, устанавливающие зависимость этих постоянных от параметров R и C мостикового Т-образного контура, имеют вид

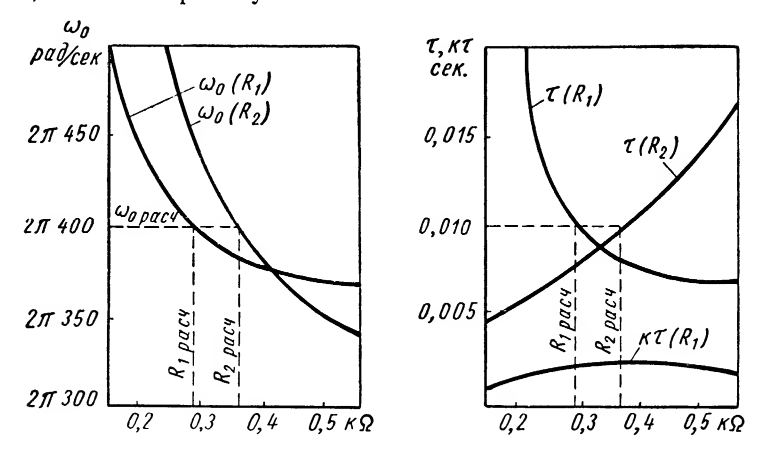
$$\left.\begin{aligned} \omega_0^2 &= \frac{1}{T_1 T_2}; \\ \tau &= \frac{2}{\omega_0^2 (T_1 + T_{12})}; \\ K &= \frac{T_1 + T_{12}}{T_1 + T_{12} + T_2}. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XVII. 28)}$$

Аналогичные соотношения для двойного Т-образного контура, полученные при решении системы уравнений (XVII. 21)

имеют вид

$$\left.\begin{aligned} \omega_0^2 &= \frac{T_1+T_{13}+T_3}{T_1T_3(T_2+T_{23}+T_3)}; \\ \tau &= \frac{2}{\omega_0^2\left(T_1+T_{13}-\omega_0^2T_1T_2T_3\right)}; \\ K &= \frac{1}{1+\dfrac{T_2+T_{23}+T_3}{T_1+T_{13}-\omega_0^2T_1T_2T_3}}. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XVII. 29)}$$

Эти соотношения могут быть использованы для того, чтобы определить влияние отклонений параметров корректирующего контура от расчетных значений на его характеристики, а следовательно, и на его работу.



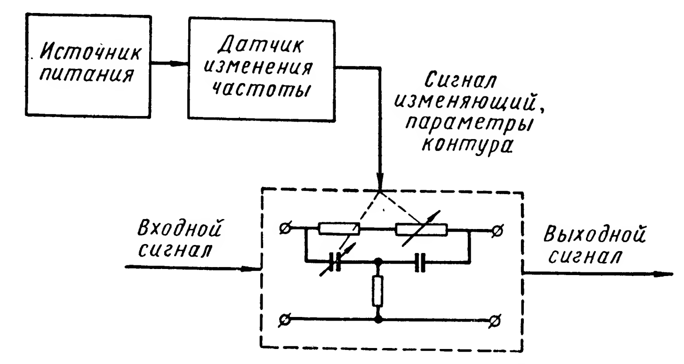
Фиг. XVII. 8. Зависимости несущей частоты настройки контура и постоянных τ и K от параметров R_1 и R_2 двойного Т-образного контура.

На фиг. XVII. 8 приведены графики, построенные по выражениям (XVII. 29). Кривые, представленные на фиг. XVII. 8, *а*, показывают характер изменения несущей частоты ω_0, на которую настраивается двойной Т-образный контур при изменении его омических сопротивлений R_1 и R_2. Фиг. XVII. 8, *б* иллюстрируют характер изменения постоянной времени τ и произведения $K\tau$ при изменении тех же параметров контура.

Аналогичные кривые можно получить и для мостиковых Т-образных контуров.

Теоретические и экспериментальные исследования показали, что изменение постоянной времени τ и передаточного коэффициента K значительно меньше влияет на коррекцию следящей системы, чем изменение несущей частоты ω_0. Например, отклонение несущей частоты от расчетной на 8—10 *гц* ведет к повышению статической ошибки и величины перерегулирования в 4—5 раз, тогда как изме-

нение постоянной времени τ в 5—6 раз на статическую ошибку практически не влияет, а величина перерегулирования увеличивается всего лишь в 1,5—2 раза. Это дает возможность компенсировать отклонения частоты источника питания (т. е. несущей частоты ω_0', при которой сигнал поступает на вход корректирующего контура (путем подстройки несущей частоты ω_0 контура). С этой целью какой-либо один (или одновременно несколько) параметров контура изменяются таким образом, чтобы при изменении несущей частоты сигнала в каждый момент времени соблюдалось равенство $\omega_0' = \omega_0$. Таким образом, один из методов уменьшения чуствительности корректи-



Фиг. XVII. 9. Схема нелинейного контура, у которого характеристики настраиваются на несущую частоту.

рующих RC-контуров к колебаниям частоты источника питания заключается в создании нелинейных RC-контуров (фиг. XVII. 9).

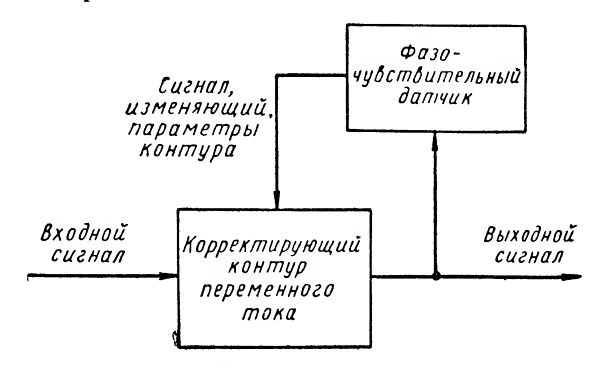
Датчик, измеряющий изменение частоты источника питания, вырабатывает сигнал, который используется для изменения определенных параметров корректирующего устройства. При изменении частоты ω_0, например от значения ω_0' (см. фиг. XVII. 4) до значения ω_{02}', резонансная частота ω_0 устройства изменяется соответственно от значения $\omega_{01} = \omega_{01}'$ до значения $\omega_{02} = \omega_{02}'$, т. е. характеристики корректирующего контура смещаются вдоль оси частот.

Следовательно, в таком корректирующем устройстве характеристики самонастраиваются на изменяющуюся несущую частоту. Такой метод, однако, не обеспечивает высокой точности и не учитывает произвольных изменений параметров устройства.

На фиг. XVII. 10 представлена одна из возможных схем самонастраивающегося корректирующего устройства. Фазочувствительный датчик, получая сигнал с выхода корректирующего контура, воздействует на параметры этого контура и настраивает его таким образом, чтобы фаза несущей частоты (относительно входного опорного напряжения) была равна нулю ($\varphi_0 = 0$).

Характеристики корректирующего контура являются «плавающими», т. е. могут смещаться вдоль оси частот произвольно, в зависимости от произвольно изменяющейся частоты источника питания

и параметров контура. В устройстве, показанном на фиг. XVII. 10, определяется и направление, и величина, на которую необходимо сместить характеристики контура, чтобы при одновременном независимом изменении частот ω_0 и ω_0' обеспечивалось их равенство. Смещение характеристик выполняется автоматически. Такое устройство представляет собой экстремальную систему, т. е. простейший случай самонастраивающейся динамической системы. Оно может



Фиг. XVII. 10. Схема самонастраивающегося корректирующего устройства.

также рассматриваться как система стабилизации фазы несущей частоты на нулевом значении, поскольку модуляция сигналов, искусственно вводимая в экстремальные системы для определения направления ее действия, в данном случае является обязательным свойством устройства, преобразующего сигналы переменного тока.

6. КОРРЕКТИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ДЛЯ СИГНАЛОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ИХ ДЕМОДУЛЯЦИЕЙ

Часто по условиям работы системы автоматического регулирования невозможно применять обычные пассивные корректирующие контуры переменного тока, а создание самонастраивающихся устройств — задача новая и трудная. В этих случаях применяют либо электромеханические корректирующие устройства, либо корректирующие устройства для сигналов переменного тока с промежуточной их демодуляцией и с пассивными контурами постоянного тока.

На фиг. XVII. 11 приведена одна из схем такого устройства. Сигнал переменного тока поступает на вход демодулятора, с выхода которого снимается напряжение постоянного тока. В промежуточном элементе сигнал преобразуется с целью получения корректирующего эффекта. Затем в модуляторе скорректированное напряжение снова модулируется в сигнал переменного тока. Поскольку преобразованию подвергается сигнал ошибки, представляющий собой напряжение постоянного тока, то, очевидно, в таких корректи-

рующих устройствах в качестве промежуточных элементов могут использоваться все пассивные контуры постоянного тока.

По характеру расположения элементов такое устройство можно назвать последовательным корректирующим устройством.

Предположим, что в качестве преобразующего элемента используется дифференцирующий контур постоянного тока. В этом случае

$U_\varepsilon(t)e^{j\omega_0 t}$ → Демодулятор → $U_\varepsilon(t)$ → Промежуточный элемент → $U_\kappa(t)$ → Модулятор → $U_\kappa(t)e^{j\omega_0 t}$

Фиг. XVII. 11. Схема корректирующего устройства с промежуточной демодуляцией сигнала.

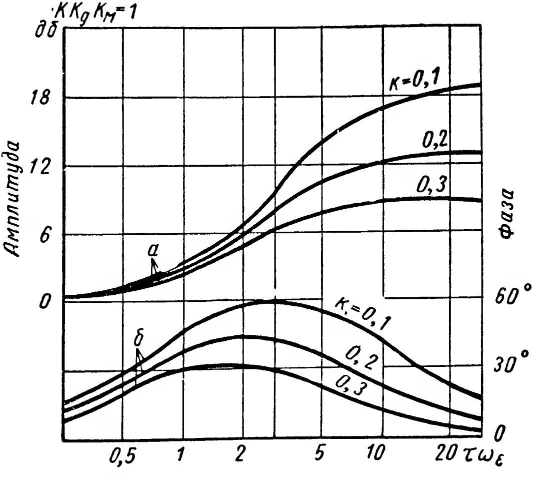
передаточная функция рассматриваемого корректирующего устройства определяется по формуле

$$W(s) = KK_\partial K_м \frac{1 + \tau s}{1 + K\tau s}, \qquad \text{(XVII.30)}$$

где K_∂ и $K_м$ — передаточные коэффициенты демодулятора и модулятора;

K и τ — передаточный коэффициент и постоянная времени контура.

Амплитудные и фазовые частотные характеристики такого устройства (фиг. XVII. 12) аналогичны частотным характеристикам самого RC-контура и отличаются лишь относительно меньшим положительным фазовым сдвигом. Это объясняется необходимостью введения в схему такого корректирующего устройства фильтра для снижения амплитудных помех (шумов и пульсаций), вносимых в систему демодулятором и модулятором. Этот фильтр создает отрицательный фазовый сдвиг огибающей, который частично компенсируется повышением передаточного коэффициента контура постоянного тока.



Фиг. XVII. 12. Частотные характеристики последовательного корректирующего устройства с промежуточной демодуляцией:

а — амплитудные характеристики; *б* — фазовые характеристики.

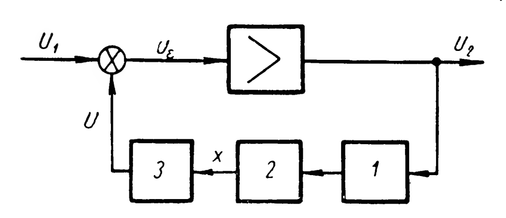
Следует, однако, иметь в виду, что подобная компенсация приводит к увеличению общего отношения помех к сигналу.

Отмеченный недостаток последовательных корректирующих устройств устраняется в устройстве с обратной отрицательной связью

(фиг. XVII. 13). Предположим, например, что в цепи обратной связи имеется фильтр с передаточной функцией. Передаточная функция всего устройства в этом случае определяется по формуле

$$W_{ф}(s) = \frac{K_ф}{1 + T_ф s}; \qquad \text{(XVII. 31)}$$

$$W(s) = KK_у \frac{1 + T_ф s}{1 + KT_ф s}, \qquad \text{(XVII. 32)}$$



Фиг. XVII. 13. Схема корректирующего устройства с обратной отрицательной связью:
1 — демодулятор; 2 — фильтр; 3 — модулятор.

где

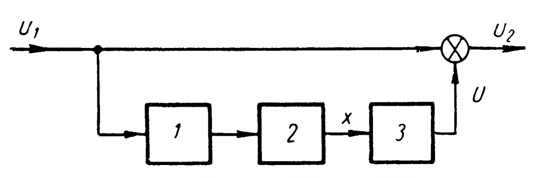
$$K = \frac{1}{1 + K_ф K_у K_д K_м},$$

$K_у$ — передаточный коэффициент (коэффициент усиления) усилителя.

Если $K \ll 1$, корректирующее устройство с фильтром в цепи обратной связи создает фазовое опережение огибающей.

Аналогия передаточных функций (XVII. 31) и (XVII. 32) свидетельствует о полной аналогии частотных характеристик рассматриваемого устройства и характеристик, представленных на фиг. XVII. 12.

В корректирующем устройстве с обратной отрицательной связью постоянную времени $T_ф$ можно увеличить до любого значения, но ее минимальная величина лимитируется требуемой степенью фильтрации шумов.



Фиг. XVII. 14. Схема корректирующего устройства с прямой отрицательной связью:
1 — демодулятор; 2 — фильтр; 3 — модулятор.

На фиг. (XVII. 14) представлена третья разновидность корректирующих устройств с промежуточной демодуляцией сигнала, т. е. устройств с прямой отрицательной связью.

Полагая, что передаточная функция (XVII. 2) фильтра описывается формулой (XVII. 31), можно записать передаточную функцию всего контура следующим образом:

$$W(s) = K \frac{1 + \tau s}{1 + K\tau s}, \qquad \text{(XVII. 33)}$$

где

$$K = 1 - K_ф K_д K_м; \quad \tau = \frac{T_ф}{K}.$$

Таким образом, характеристики этого корректирующего устройства аналогичны характеристикам двух предыдущих устройств.

Недостатком устройства является то, что минимальный предел постоянной времени τ ограничен значением $T_ф$, зависящим от тре-

буемой степени фильтрации шумов, и максимально возможным значением коэффициента K.

К общим недостаткам корректирующих устройств для сигналов переменного тока, ограничивающим возможность их применения, относятся сложность схем ввиду наличия модуляторов, демодуляторов и фильтров и создание помех в виде шумов и пульсаций.

ЛИТЕРАТУРА

1. Джеймс, Никольс, Филлипс, Теория следящих систем, ИЛ, 1951.

2. Корректирующие цепи в автоматике, сборник переводов, ИЛ, 1954.

3. Основы автоматического регулирования, Теория, под ред. В. В. Солодовникова, Машгиз, 1954.

4. Собжик А., Стабилизация сервомеханизмов на несущей частоте. Журнал «Механика», вып. II и III, 1950.

5. Шрамко Л. С., Корректирующие RC-контуры переменного тока, Сборник МВТУ № 58 «Некоторые вопросы теории систем автоматического управления», Оборонгиз, 1955.

ГЛАВА XVIII

ЭЛЕКТРОННЫЕ АКТИВНЫЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Электронные вычислительные устройства за последнее время начали широко применяться для ускорения расчетов и при проведении экспериментального исследования динамики сложных систем автоматического регулирования.

В ряде случаев они органически входят в состав аппаратуры регулирования либо в качестве ее отдельных звеньев, либо как самостоятельные приборы сложных автоматических комплексов, работающих по замкнутому циклу.

Электронные вычислительные устройства отличаются сравнительно широкой полосой пропускания и гибкостью. Они удобно сочетаются между собой и с другой аппаратурой регулирования, просты в изготовлении и могут быть собраны из стандартных радиотехнических деталей. Такие устройства отличаются также сравнительно низкой стоимостью.

Линейные вычислительные элементы, рассматриваемые в настоящей главе, по своей структуре могут быть разделены на вычислительные элементы разомкнутого типа или параметрические, вычислительные элементы с параметрической компенсацией и вычислительные элементы замкнутого типа (с отрицательной обратной связью).

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ АКТИВНЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

Вычислительные элементы разомкнутого типа. К вычислительным элементам разомкнутого типа относятся хорошо известные пассивные четырехполюсники из R и C.

Эти устройства сами по себе обычно не являются элементами направленного действия, вследствие чего точность их работы зависит от нагрузки на выходе.

Для устранения влияния нагрузки, удобства сочетания и подбора параметров такие элементы принято соединять с усилителями [1]

[1] Г. Л. Ш н и р м а н [1] в 1940 г. впервые исчерпывающе рассмотрел работу пассивных четырехполюсников в качестве решающих элементов и предложил сочленять их с электронными усилителями.

(фиг. XVIII. 1). По характеру прохождения входного сигнала эти устройства можно считать разомкнутыми.

Связь между выходной и входной величинами может быть установлена по формуле

$$E_{вых} = K\frac{Y_1(s)}{Y_3(s)} \cdot \frac{1}{\frac{Y_1(s)}{Y_3(s)} + 1} \cdot E_{вх}, \qquad \text{(XVIII. 1)}$$

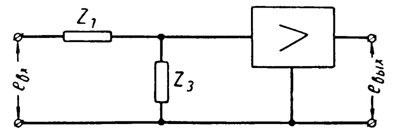
где $Y_1(s)$, $Y_3(s)$ — передаточные функции;

$s = \sigma \pm j\omega$ — комплексная переменная;

$E_{вых}$, $E_{вх}$ — операторные изображения величин $e_{вых}(t)$ и $e_{вх}(t)$.

Если подобрать соотношение параметров таким образом, что в рабочем диапазоне частот $\left|\frac{Y_1(j\omega)}{Y_3(j\omega)}\right| \ll 1$, то связь между входной и выходной величинами будет иметь вид

$$E_{вых} = K\frac{Y_1(s)}{Y_3(s)}E_{вх}. \qquad \text{(XVIII. 2)}$$



Фиг. XVIII. 1. Пассивный электрический четырехполюсник с усилителем в качестве вычислительного элемента разомкнутого типа.

С помощью усилителя удается при достаточно малом значении $\frac{Y_1(j\omega)}{Y_3(j\omega)}$, которое устанавливается в соответствии с требованиями точности, получить необходимую величину выходного напряжения и одновременно разгрузить пассивный контур.

Однако рассмотренный принцип построения вычислительного элемента имеет ряд недостатков.

Прежде всего необходимо специально подбирать такие параметры элемента, при которых в рабочем диапазоне частот выполнялось бы условие

$$\left|\frac{Y_1(j\omega)}{Y_3(j\omega)}\right| \ll 1.$$

Кроме того, коэффициент усиления должен быть достаточно высок, причем для устранения погрешности из-за изменения параметров усилителя этот коэффициент должен быть стабилизирован с высокой степенью точности. К недостаткам следует отнести также возможность появления дрейфа нуля усилителя вследствие заряда конденсатора (режим интегрирования или дифференцирования) пассивного контура на входе сеточным током первого каскада.

Допустимое время работы в режиме интегрирования вследствие трудности получения больших постоянных времени пассивного контура сравнительно мало, что также является недостатком.

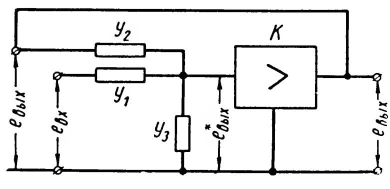
Линейные вычислительные элементы с параметрической компенсацией. Соединение пассивных электрических цепей с электронными усилителями открывает ряд новых возможностей для совершенствования вычислительных элементов. В частности, следует упомянуть

о возможности компенсации погрешности, вносимой пассивной электрической цепью введением положительной обратной связи в усилителе.

Связь между выходной и входной величинами контура (фиг. XVIII. 1) может быть представлена следующим образом:

$$E_{вых}\frac{Y_1(s)}{Y_3(s)}+E_{вых}=\frac{Y_1(s)}{Y_3(s)}E_{вх}. \qquad (XVIII.3)$$

Сопоставление уравнения (XVIII. 3) с уравнением заданной операции



Фиг. XVIII. 2. Скелетная схема вычислительного элемента с параметрической компенсацией погрешности.

$$E_{вых}=\frac{Y_1(s)}{Y_3(s)}E_{вх}$$

показывает, что член $E_{вых}\frac{Y_1(s)}{Y_3(s)}$ определяет погрешность цепи. Если бы удалось ко входному напряжению прибавить компонент, пропорциональный выходному напряжению, то, очевидно, задача была бы решена. Предположим, что новое значение входного напряжения будет равно

$$E^*_{вх}=E_{вх}+\alpha E_{вых}.$$

Подставляя это значение в выражение (XVIII. 3) вместо $E_{вх}$, получим

$$E_{вых}(1-\alpha)\frac{Y_1(s)}{Y_3(s)}+E_{вых}=\frac{Y_1(s)}{Y_3(s)}E_{вх}.$$

Если $\alpha=1$, то

$$E_{вых}=\frac{Y_1(s)}{Y_3(s)}E_{вх}.$$

При наличии усилителя такая идея легко может быть реализована при помощи положительной обратной связи (см. фиг. XVIII. 2). Для этого к входному сигналу добавляется компонент, пропорциональный выходному сигналу. Для схемы, представленной на фиг. XVIII. 2,

$$E^*_{вых}=\frac{Y_1(s)}{Y_1(s)+Y_2(s)+Y_3(s)}E_{вх}+\frac{Y_2(s)}{Y_1(s)+Y_2(s)+Y_3(s)}E_{вых}. \qquad (XVIII.4)$$

Уравнение усилителя имеет вид

$$E_{вых}=KE^*_{вых}, \qquad (XVIII.5)$$

отсюда

$$E_{вых}=\frac{Y_1(s)}{Y_3(s)+Y_1(s)+Y_2(s)-Y_2(s)K}KE_{вх}. \qquad (XVIII.6)$$

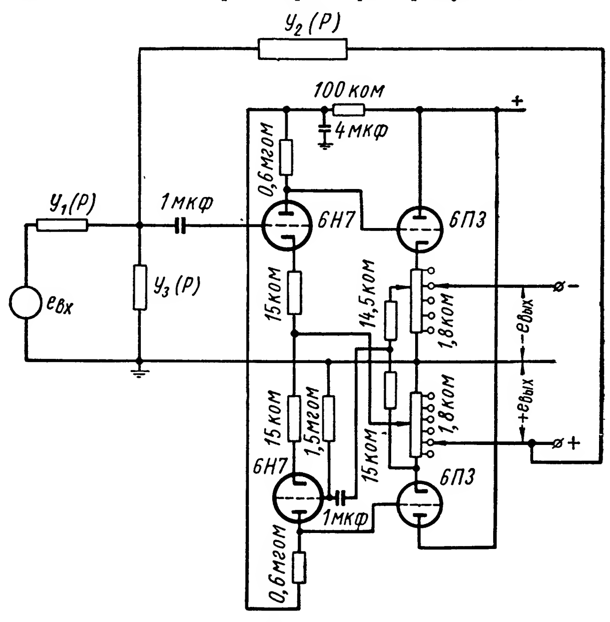
Если подобрать параметры системы Y_2 и K таким образом, чтобы в рабочем диапазоне частот соблюдалось неравенство

$$|Y_1(j\omega)+Y_2(j\omega)-Y_2(j\omega)K| \ll |Y_3(j\omega)|,$$

то уравнение вычислительного элемента можно с достаточной точностью записать в следующем виде:

$$E_{вых}=K\frac{Y_1(s)}{Y_3(s)}E_{вх}. \qquad (XVIII.7)$$

Таким образом, рассмотренный вычислительный элемент выполняет те же преобразования, что и предыдущий, но без ограничений, накладываемых на параметры преобразующего звена.



Фиг. XVIII. 3. Принципиальная схема усилителя электроинтеграторов типа ЭЛИ-14 и ЭЛИ-12.

Для обеспечения правильной работы элемента необходимо, чтобы коэффициент усиления устанавливался равным

$$K=\frac{Y_1(s)}{Y_2(s)}+1. \qquad (XVIII.8)$$

В частном случае при $Y_1(s)=Y_2(s)$, коэффициент усиления должен быть равен 2.

Подобный принцип построения вычислительного элемента положен в основу электроинтеграторов ЭЛИ-14 и ЭЛИ-12, которые работают с автоматическим повторением решения, что дало возможность применить усилители напряжения переменного тока. В схеме элемента, использующего положительную обратную связь (фиг. XVIII. 3), наряду с внешней общей положительной обратной

связью предусмотрена также внутренняя отрицательная обратная связь для стабилизации его коэффициента усиления.

По сравнению со способом, основанным на применении пассивного четырехполюсника с усилителем, этот способ построения вычислительных элементов имеет то преимущество, что не требует использования усилителя с большим коэффициентом усиления и специального подбора параметров четырехполюсника.

Существенным недостатком рассматриваемого способа является зависимость его передаточной функции от коэффициента усиления. Это приводит к необходимости стабилизации коэффициента усиления и выбора для работы ограниченной полосы частот, в пределах которой собственные параметры усилителя не оказывают заметного влияния на устойчивость системы.

Кроме того, полная компенсация погрешности практически нежелательна, так как она может нарушить устойчивость работы вычислительного элемента даже при небольших изменениях его параметров.

Предположим, что вычислительный элемент работает в режиме интегратора при $Y_1(s) = \frac{1}{R_1}$, $Y_2(s) = \frac{1}{R_2}$, причем $R_1 = R_2$, $Y_3 = Cs$. На основании выражения (XVIII. 6) получим

$$E_{вых} = \frac{1}{\frac{1}{K} R_1 Cs + \left(\frac{2}{K} - 1\right)} E_{вх}. \qquad \text{(XVIII. 9)}$$

Для выполнения условий компенсации следует коэффициент усиления K выбрать равным 2.

Если после установки этой величины коэффициента сопротивления R_1 и R_2 незначительно изменятся, то это означает, что условия компенсации нарушены. Допустим теперь, что $R_1 = 1{,}05 R_2$. В этом случае

$$E_{вых} = 2 \frac{E_{вх}}{R_1 Cs - 0{,}05}. \qquad \text{(XVIII. 10)}$$

Отрицательный знак в знаменателе выражения (XVIII. 10) свидетельствует о неустойчивом режиме работы решающего элемента. При неизменном отношении $\frac{R_1}{R_2}$ к таким же результатам может привести изменение коэффициента усиления. В связи с этим для обеспечения устойчивой работы приходится отказаться от соблюдения условий полной компенсации. В рассматриваемом случае следует принимать $K < 2$. Тем самым заведомо допускается качественное и количественное искажение результатов математической операции, выполняемой вычислительным элементом.

Вычислительные элементы замкнутого типа. В последнее время для построения вычислительных элементов все шире используются замкнутые системы автоматического регулирования.

При определенных условиях на точность работы таких элементов не влияют параметры основного тракта, преобразующего сигнал, и она зависит только от величины и стабильности параметров цепи обратной связи и входной цепи.

Рассмотрим схему простейшей линейной системы автоматического регулирования, состоящей из трех звеньев (фиг. XVIII. 4). Предположим, что уравнения этих звеньев имеют вид

$$x_1 = F_1(s)\,x; \qquad \text{(XVIII. 11)}$$

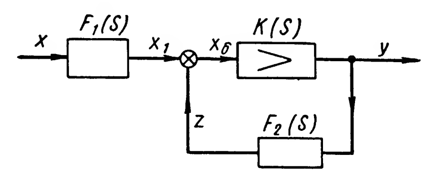
$$y = K(s)\,(x_1 - z); \qquad \text{(XVIII. 12)}$$

$$z = F_2(s)\,y, \qquad \text{(XVIII. 13)}$$

где $F_1(s)$ — передаточная функция входного звена;
$F_2(s)$ — передаточная функция звена обратной связи;
$K(s)$ — передаточная функция усилителя.

Отсюда

$$y = \frac{K(s)\,F_1(s)}{1 + K(s)\,F_2(s)}\,x. \qquad \text{(XVIII. 14)}$$



Фиг. XVIII. 4. Схема простейшей линейной системы автоматического регулирования.

Выберем настолько большой коэффициент усиления, чтобы для знечений ω, при которых работает система, удовлетворялось бы неравенство

$$|K(j\omega)\,F_2(j\omega)| \gg 1. \qquad \text{(XVIII. 15)}$$

В этом случае выражение, устанавливающее связь между выходной величиной y со входной x может быть с достаточной точностью представлено в виде

$$y \approx \frac{F_1(s)}{F_2(s)}\,x. \qquad \text{(XVIII. 16)}$$

Таким образом, при достаточно большом коэффициенте усиления основного звена системы автоматического регулирования связь между выходной и входной величинами определяется только параметрами цепи обратной связи и входной цепи.

В зависимости от вида передаточных функций $F_1(s)$ и $F_2(s)$ система автоматического регулирования может выполнять различные математические преобразования входной величины. В общем случае можно считать, что при весьма большом коэффициенте усиления система в разомкнутом состоянии дает возможность решать дифференциальные уравнения вида

$$F_2(s)\,y = F_1(s)\,x. \qquad \text{(XVIII. 17)}$$

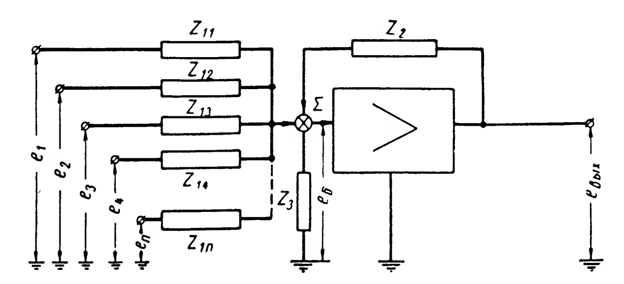
Обычно в системах автоматического регулирования увеличение коэффициента усиления ограничивается уменьшением динамической устойчивости.

В настоящее время созданы специальные средства, обеспечивающие устойчивость процессов регулирования при весьма больших коэффициентах усиления, причем наиболее эффективными следует признать электронные усилители постоянного тока с отрицательной обратной связью.

2. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ В КАЧЕСТВЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА

Усилитель, используемый в качестве вычислительного элемента *1* (фиг. XVIII. 5), можно рассматривать как следящую систему, реагирующую на несколько входных сигналов.

Роль объекта регулирования выполняет усилитель постоянного тока, роль регулятора — своеобразный индикатор рассогласования, представляющий собой многополюсник, составленный из входных сопротивлений $Z_{11}, Z_{12}, Z_{13},\ldots, Z_{1n}$, сопротивления Z_2 обратной связи и сопротивления Z_3 входа усилителя постоянного тока.



Фиг. XVIII. 5. Электронный усилитель с отрицательной обратной связью в качестве вычислительного элемента.

Так как обратная связь в рассматриваемом усилителе отрицательная, то выходное напряжение этого многополюсника e_δ можно рассматривать как ошибку или рассогласование следящей системы. Напряжение ΔU_∂ представляет собой приведенное ко входу напряжение дрейфа нуля.

Учитывая линейность элементов, образующих многополюсник индикатора рассогласования, можно общее напряжение ошибки представить в виде суммы, в которой каждое слагаемое определяется напряжением, приложенным к данному входному полюсу:

$$E_\delta = f_{11}(s) E_1 + f_{12}(s) E_2 + f_{13}(s) E_3 + \ldots + f_{1n}(s) E_n + \\ + f_2(s) E_{вых} + \Delta U_\partial. \qquad (XVIII.\ 18)$$

Передаточные функции, выраженные через проводимости соответствующих цепей, определяются по формулам

$$f_{11}(s) = \frac{Y_{11}(s)}{\sum_{i=1}^{n} Y_{1i}(s) + Y_2(s) + Y_3(s)}; \qquad (XVIII.\ 19)$$

$$f_{12}(s) = \frac{Y_{12}(s)}{\sum_{i=1}^{n} Y_{1i}(s) + Y_2(s) + Y_3(s)}; \qquad (XVIII.\ 20)$$

$$f_{13}(s) = \frac{Y_{13}(s)}{\sum\limits_{i=1}^{n} Y_{1i}(s) + Y_2(s) + Y_3(s)}; \qquad \text{(XVIII. 21)}$$

$$f_{1n}(s) = \frac{Y_{1n}(s)}{\sum\limits_{i=1}^{n} Y_{1i}(s) + Y_2(s) + Y_3(s)}; \qquad \text{(XVIII. 22)}$$

$$f_2(s) = \frac{Y_2(s)}{\sum\limits_{i=1}^{n} Y_{1i}(s) + Y_2(s) + Y_3(s)}. \qquad \text{(XVIII. 23)}$$

Уравнение объекта регулирования — усилителя постоянного тока — имеет вид

$$E_{вых} = -Kf(s)E_\delta, \qquad \text{(XVIII. 24)}$$

где $f(s)$ — передаточная функция усилителя;

K — статическое значение коэффициента усиления.

Знак минус в выражении (XVIII. 24) учитывает нечетность числа каскадов усилителя, необходимую для получения отрицательной обратной связи.

Решая уравнения (XVIII. 18) и (XVIII. 24) относительно $E_{вых}$, получим

$$E_{вых} = -\frac{Kf(s)}{1 + Kf(s)f_2(s)}[f_{11}(s)E_{вых} +$$

$$+ f_{12}(s)E_2 + \ldots + f_{1n}(s)E_n + \Delta U_\partial]. \qquad \text{(XVIII. 25)}$$

После подстановки значений передаточных функций $f_{11}(s)$, $f_{12}(s), \ldots, f_{1n}(s)$ и $f_2(s)$, выраженных через соответствующие проводимости, согласно выражениям (XVIII. 19) — (XVIII. 23), получим

$$E_{вых} = -\frac{1}{Y_2(s)} \times$$

$$\times \frac{Y_{11}(s)E_1 + Y_{12}(s)E_2 + Y_{13}(s)E_3 + \ldots + Y_{1n}(s)E_n + \Delta U_\partial \left[\sum\limits_{i=1}^{n} Y_{1i}(s) + Y_2(s) + Y_3(s)\right]}{\left\{\left[\sum\limits_{i=1}^{n} Y_{1i}(s) + Y_2(s) + Y_3(s)\right]\frac{1}{Y_2(s)}\right\}\frac{1}{f(s)K} + 1} \qquad \text{(XVIII. 26)}$$

При достаточно большом значении модуля коэффициента усиления в пределах некоторого диапазона частот выражение

$$\left|\left\{\left[\sum_{n=1}^{n} Y_{1i}(j\omega) + Y_2(j\omega) + Y_3(j\omega)\right]\frac{1}{Y_2(j\omega)}\right\}\frac{1}{Kf(j\omega)}\right|,$$

становится малым по сравнению с единицей и им можно пренебречь. При этом

$$E_{вых} = -\frac{1}{Y_2(s)} \times$$

$$\times \left[\sum_{n=1}^{n} Y_{1i} E_i \right] - \Delta U_д \frac{\sum_{i=1}^{n} Y_{1i}(s) + Y_2(s) + Y_3(s)}{Y_2(s)}. \quad (XVIII.27)$$

Второе слагаемое в уравнении (XVIII. 27) определяет величину выходного напряжения, обусловленную дрейфом нуля усилителя.

В зависимости от проводимости входных цепей и цепей обратной связи усилитель может выполнять различные математические операции (табл. XVIII. 1).

Приведенный в таблице пример умножения и деления на постоянные величины β_1 и $\beta_2 < 1$ может быть использован для выполнения операций умножения и деления двух переменных, если схему дополнить следящей системой. Кроме математических операций, перечисленных в таблице, усилитель может также выполнять функциональное преобразование, воспроизводить уравнения звена с постоянным запаздыванием по времени, а также воспроизводить типичные нелинейные характеристики звеньев системы регулирования.

Уравнение показывает, что на точность математических операций, выполняемых вычислительным элементом, не влияют параметры самого усилителя, если его коэффициент усиления достаточно велик. Она зависит лишь от точности набора и стабильности значений проводимостей входных цепей и цепи обратной связи, а также от нестабильности нулевого уровня. Это объясняется большим коэффициентом усиления. Напряжение ошибки e_δ при большом коэффициенте усиления усилителя весьма мало и суммирующая точка усилителя A оказывается как бы потенциально заземленной.

Если выходное напряжение изменяется в пределах ± 100 *в*, а $K = 50\,000$, то

$$(e_\delta)_{\max} = \frac{100}{50\,000} = 2 \text{ мв}.$$

При достаточно большом сопротивлении между входом усилителя и землей, током утечки $I_з$ можно пренебречь. В этом случае усилитель в процессе работы должен принудительно поддерживать равенство между величинами тока во входной цепи и цепи обратной связи.

Когда эти цепи составлены из линейных элементов R, C, L, величины токов пропорциональны соответственно входному и выходному напряжению или их производным. Поэтому точность выполнения заданных математических операций определяется в основном тем, насколько точно преобразуются с помощью входной цепи и цепи обратной связи соответствующие напряжения в силу тока.

Таблица XVIII. 1

Математические операции, выполняемые усилителем, используемым в качестве вычислительного элемента, в зависимости от схем включения цепей и проводимостей ($\Delta U_{\partial} = 0$)

Схема включения входной цепи и цепи обратной связи	Проводимость цепи обратной связи	Проводимость входной цепи	Уравнение усилителя	Математическая операция, выполняемая усилителем
		1. Элементарные операции		
R_1, R_2, $e_{вх}$, $e_{вых}$	$Y_2(s) = \frac{1}{R_2}$	$Y_{11}(s) = \frac{1}{R_1}$ $Y_{12}(s) = 0$ . . . . $Y_{1n}(s) = 0$	$e_{вых} = -\frac{R_2}{R_1} e_{вх}$	Перемена знака и умножение на постоянную величину
R_2, R_{11}, R_{12}, R_{13}, R_{1n}, e_1, e_2, e_3, e_n, $e_{вых}$	$Y_2(s) = \frac{1}{R_2}$	$Y_{11}(s) = \frac{1}{R_{11}}$ $Y_{12}(s) = \frac{1}{R_{12}}$ . . . . $Y_{1n}(s) = \frac{1}{R_{1n}}$	$e_{вых} = -\frac{1}{R_2} \sum_{i=1}^{n} R_{1i} e_i$	Суммирование нескольких независимых переменных
C_2, R_1, $e_{вх}$, $e_{вых}$	$Y_2(s) = C_2 s$	$Y_{11}(s) = \frac{1}{R_1}$ $Y_{12}(s) = 0$ . . . . $Y_{1n}(s) = 0$	$E_{вых} = -\frac{1}{R_1 C_2 s} E_{вх}$	Интегрирование по времени одной переменной

Продолжение табл. XVIII.

Схема включения входной цепи и цепи обратной связи	Проводимость цепи обратной связи	Проводимость входной цепи	Уравнение усилителя	Математическая операция, выполняемая усилителем
C_2, R_{11}, R_{12}, R_{1n}, e_1, e_2, e_n, $e_{вых}$	$Y_2(s) = C_2 s$	$Y_{11}(s) = \frac{1}{R_{11}}$ $Y_{12}(s) = \frac{1}{R_{12}}$ . . . . $Y_{1n}(s) = \frac{1}{R_{1n}}$	$E_{вых} = -\frac{1}{C_2 s} \sum_{i=1}^{n} R_{1i} E_i$	Интегрирование по времени суммы нескольких переменных
R_2, C_1, $e_{вх}$, $e_{вых}$	$Y_2(s) = \frac{1}{R_2}$	$Y_{11}(s) = C_1 s$ $Y_{12}(s) = 0$ . . . . $Y_{1n}(s) = 0$	$E_{вых} = -R_2 C_1 s E_{вх}$	Дифференцирование по времени одной переменной
II. Воспроизведение уравнений отдельных звеньев систем автоматического регулирования				
C_2, R_2, R_1, $e_{вх}$, $e_{вых}$	$Y_2(s) = C_2 s + \frac{1}{R_2}$	$Y_1(s) = \frac{1}{R_2}$	$E_{вых} = -\frac{R_2}{R_1 (R_2 C_2 s + 1)} E_{вх}$ или $E_{вых} = -\frac{1}{(R_1 C_1 s + 1)} \frac{R_2}{R_1} E_{вх}$	Воспроизведение уравнения инерционного звена

Схема включения входной цепи и цепи обратной связи	Проводимость цепи обратной связи	Проводимость входной цепи	Уравнение усилителя	Математическая операция, выполняемая усилителем
R_1, C_1, R_2, $e_{вх}$, $e_{вых}$	$Y_2(s) = \frac{1}{R_2}$	$Y_1(s) = C_1 s + \frac{1}{R_1}$	$E_{вых} = -(R_1 C_1 s + 1)\frac{R_2}{R_1} E_{вх}$	Воспроизведение уравнения форсирующего звена
R_1, R_2, C_2, $e_{вх}$, $e_{вых}$	$Y_2(s) = \frac{1}{R_2 + \frac{1}{C_2 s}}$	$Y_1(s) = \frac{1}{R_1}$	$E_{вых} = -\frac{R_2 C_2 s + 1}{R_1 C_2 s} E_{вх}$	Воспроизведение уравнения цепи, состоящей из последовательного соединения интегрирующего и форсирующего звеньев
C_1, R_1, R_2, $e_{вх}$, $e_{вых}$	$Y_2(s) = \frac{1}{R_2}$	$Y_1(s) = \frac{1}{R_1 + \frac{1}{C_1 s}}$	$E_{вых} = -\frac{R_2 C_1 s}{R_1 C_1 s + 1} E_{вх}$	Воспроизведение уравнения цепи, состоящей из последовательного соединения дифференцирующего и инерционного звеньев

Продолжение табл. XVIII. 1

Схема включения входной цепи и цепи обратной связи	Проводимость цепи обратной связи	Проводимость входной цепи	Уравнение усилителя	Математическая операция, выполняемая усилителем
C_1, R_1, C_2, R_2, $e_{вх}$, $e_{вых}$	$Y_2(s) = C_2s + \frac{1}{R_2}$	$Y_1(s) = C_1s + \frac{1}{R}$	$E_{вых} = \frac{(R_2C_1s_1 + 1)}{(R_2C_2s + 1)} \frac{R_2}{R_1} E_{вх}$	Решение уравнения цепи, состоящей из последовательного соединения форсирующего и инерционного звеньев
R_1, C_1, R_2, C_2, $e_{вх}$, $e_{вых}$	$Y_2(s) = \frac{1}{R_2 + \frac{1}{C_2s}}$	$Y_1(s) = \frac{1}{R_1 + \frac{1}{C_2s}}$	$E_{вых} = -\frac{R_2C_2s + 1}{R_1C_1s_1 + 1} \frac{C_2}{C_2} E_{вх}$	
R_1, C_1, C_2, R_2, $e_{вх}$, $e_{вых}$	$Y_2(s) = C_2s + \frac{1}{R_2}$	$Y_1(s) = \frac{1}{R_1 + \frac{1}{C_1s}}$	$E_{вых} = \frac{R_2C_1s}{(C_2R_2s+1)(R_1C_1s_1+1)} E_{вх}$	Решение уравнений цепи, состоящей из последовательного соединения трех звеньев

Схема включения входной цепи и цепи обратной связи	Проводимость цепи обратной связи	Проводимость входной цепи	Уравнение усилителя	Математическая операция, выполняемая усилителем
R_2, C_2, R_1, C_1, $e_{вх}$, $e_{вых}$	$Y_2(s) = \dfrac{1}{R_2 + \dfrac{1}{C_2 s}}$	$Y_1(s) = \dfrac{1}{R_1} + C_1 s$	$E_{вых} = -\dfrac{(1 + C_1R_1s)(1 + R_2C_2s)}{R_1C_2s} E_{вх}$	Решение уравнения трех последовательных звеньев: одного интегрирующего и двух форсирующих
R_{11}, R_{12}, R_3, C_3, $e_{вх}$, $e_{вых}$	$Y_2(s) = C_2 s$	$Y_{11}(s) = \dfrac{1}{R_{11}}$ $Y_{12}(s) = \dfrac{1}{R_{12}}$	$E^*_{вых} = -\dfrac{1}{C_2 s}\left(\dfrac{E_{вх}}{R_{11}} + \dfrac{E_{вых}}{R_{12}}\right)$ $E_{вых} = E^*_{вых} \dfrac{1}{R_3C_3s + 1}$ или $E_{вых} = -\dfrac{\dfrac{R_{12}}{R_{11}}}{R_{12}R_3C_2C_3s^2 + C_2R_{12}s + 1} E_{вх}$	Колебательное звено при условии $4C_3R_3 > R_{12}C_2$
R_2, R_1, $e_{вх}$, $e^*_{вх}$, $e_{вых}$	$Y_2(s) = \dfrac{1}{R_2}$	$Y_1(s) = \dfrac{1}{R_1} \beta_1$	$e_{вых} = -\dfrac{\beta_1 R_2}{R_1} e_{вх}$ $\beta_1 = \dfrac{e^*_{вх}}{e_{вх}}$	Умножение на величину $\beta < 1$

Продолжение табл. XVIII. 1

Схема включения входной цепи и цепи обратной связи	Проводимость цепи обратной связи	Проводимость входной цепи	Уравнение усилителя	Математическая операция, выполняемая усилителем
	$Y_2 s = \frac{1}{R_2}$	$Y_1(s) = \frac{1}{R_1}$	$\overset{*}{e}_{вых} = -\frac{R_2}{R_1} e_{вх}$ $\overset{*}{e}_{вых} = e_{вых}\beta_2$, откуда $e_{вых} = -\frac{R_2}{R_1\beta_2} e_{вх}$	Деление на величину $\beta_2 < 1$

Применение нелинейных элементов во входной цепи и цепи обратной связи дает возможность выполнять при помощи усилителя также и нелинейные математические операции.

Найдем значение входного и выходного сопротивлений вычислительного элемента, определяющих возможность и удобство его сочетания с другими устройствами. Входное сопротивление определяется по формуле

$$Z_{вх} = \frac{e_{вх}}{I_1}. \qquad \text{(XVIII. 28)}$$

Используя данные, приведенные на фиг. XVIII. 5, и ранее полученные соотношения, получим

$$I_1 = \frac{e_{вх} - e_{\delta}}{Z_1}; \qquad \text{(XVIII. 29)}$$

$$e_{\delta} = -\frac{e_{вых}}{K}. \qquad \text{(XVIII. 30)}$$

После подстановки выражений (XVIII. 29) и (XVIII. 30) в формулу (XVIII. 28) находим окончательно

$$Z_{вх} = Z_1 + \frac{Z_2}{1+K}. \qquad \text{(XVIII. 31)}$$

Выражение (XVIII. 31) показывает, что результирующее входное сопротивление усилителя состоит из двух слагаемых. Одно определяется величиной последовательно включенного на входе сопротивления Z_1, а другое представляет собой собственное входное сопротивление усилителя с отрицательной обратной связью и равно сопротивлению, включенному в цепь обратной связи, уменьшенному в $(1+K)$ раз. Если значение K велико, то это слагаемое обычно намного меньше величины Z_1.

При $K = 50\,000$ и $Z_1 = R_1 = 10$ *ком*, $Z_2 = R_2 = 1$ *мгом*. Получаем

$$Z^*_{вх} = \frac{Z_1}{1+K} = \frac{10^6}{50\,000} = 20 \text{ ом},$$

что по сравнению с $R_1 = 10^4$ *ом* пренебрежимо мало.

Для определения результирующего выходного сопротивления вычислительного элемента рассмотрим схему замещения, изображенную на фиг. XVIII. 6,*б*. Так как выходное сопротивление не должно зависеть от величины поданного на вход сигнала, то в дальнейшем будем полагать, что $e_{вх} = 0$.

Как известно,

$$Z_{вых} = \frac{e_{вых}}{I}. \qquad \text{(XVIII. 32)}$$

Напряжение, характеризующее ошибку e_δ, в этом случае определяется по формуле

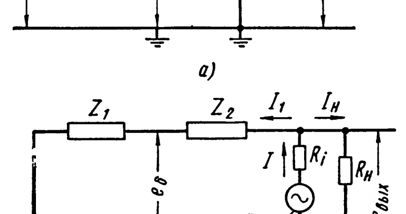
$$e_\delta = e_{вых} \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2},$$

а выходное напряжение — по формуле

$$e_{вых} = e^*_{вых} - IR_i.$$

Так как $e^*_{вых} = -K^* e_\delta$, то после несложных преобразований получим

$$Z_{вых} = \frac{R_i}{K^*}\left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right). \qquad \text{(XVIII. 33)}$$



Фиг. XVIII. 6. К определению входного и выходного сопротивления вычислительного элемента:

а — скелетная схема; *б* — схема замещения.

Из полученного соотношения следует, что выходное сопротивление тем меньше, чем больше коэффициент усиления усилителя при холостом ходе и чем меньше коэффициент передачи $\frac{Z_2}{Z_1}$.

Когда усилитель работает в режиме интегратора, выходное сопротивление с возрастанием частоты незначительно уменьшается, приближаясь к $R_{вых} = \frac{R_i}{K^*}$. При работе в режиме дифференциатора выходное сопротивление незначительно возрастает.

Для оценки выходного сопротивления решающего элемента примем $\frac{Z_2}{Z_1} = 1$, $R_i = 22$ *ком*, $K = 5 \cdot 10^4$. В этом случае $Z_{вых} = R_{вых} = 0{,}88$ *ом*. Таким образом, усилитель характеризуется большим входным и низким выходным сопротивлением.

3. СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В КАЧЕСТВЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Выбор схемы усилителя постоянного тока во многом определяется теми требованиями, которые предъявляются к нему как к вычислительному устройству. Усилитель должен быть построен по несим-

метричной схеме с одним общим полюсом. Это упрощает коммутацию усилителей, которая может выполняться только для одного полюса (провода).

Сигнал на выходе усилителя должен точно повторять сигнал на входе. Например, при нулевом входном напряжении выходное напряжение также должно быть нулевым, а при изменении знака входного напряжения должно изменять знак выходного напряжения. Если схема усилителя несимметрична, то это требует в выходном каскаде дополнительного источника постоянного напряжения. Усилитель должен состоять из нечетного числа каскадов, изменяющих знак. При этом обеспечивается дополнительное умножение входного сигнала на минус единицу и упрощается осуществление отрицательной обратной связи.

Общий коэффициент усиления, необходимый для обеспечения точности работы вычислительного элемента, должен составлять от 40 000 до 70 000. При таком коэффициенте усиления работа вычислительного элемента почти не зависит от изменения параметров усилителя и выходное сопротивление невелико, что облегчает соединение элементов между собой и с другой аппаратурой. Кроме того, как показывает анализ погрешностей, при таком значении коэффициента усилителя погрешность работы в режиме сумматора интегратора при суммировании до пяти слагаемых составляет менее 1% с коэффициентом передачи по каждому слагаемому не свыше 2.

В схеме усилителя должны быть предусмотрены меры для уменьшения напряжения дрейфа нуля, который обусловливается нестабильностью источников питания, изменением параметров схемы, нестабильностью термоэлектронной эмиссии катода и колебаниями напряжения накала, наличием сеточных токов (главным образом в первом каскаде).

Дрейф нуля — это основная погрешность вычислительного элемента, основанного на применении усилителей постоянного тока. Потому при разработке усилителя, особенно его первого каскада, следует предусмотреть меры для уменьшения дрейфа. Обычно для вычислительных устройств невысокой точности напряжение дрейфа на выходе не должно превышать 1—2 *мв* за 10 мин. при коэффициенте передачи решающего элемента 1, а при работе в режиме интегратора с коэффициентом передачи 1 не должно превышать 100 *мв* за 100 сек.

Наряду с высоким коэффициентом усиления усилитель, применяемый в качестве вычислительного элемента, должен характеризоваться достаточно широкой полосой пропускания. Так, например, при наличии отрицательной обратной связи, $K = 1$ и амплитуде входного сигнала 100 *в*, он должен иметь амплитудно-частотную характеристику со спадом 3 *дб*, начиная с частоты 8—10 *т. гц*. Усилители постоянного тока с широкой полосой пропускания могут быть использованы для построения моделирующих установок, работающих как в натуральном масштабе времени, так и с искусственной периодизацией решения.

Требование иметь высокий коэффициент усиления и широкую

полосу пропускания противоречит требованию устойчивости усилителя при отрицательной обратной связи. Поэтому в схеме усилителя должны быть предусмотрены корректирующие контуры, обеспечивающие такой характер амплитудно-фазовой характеристики, при котором усилитель при отрицательной обратной связи не самовозбуждается в различных режимах. Весьма важно так расположить элементы на шасси усилителя, чтобы сеточные соединения были возможно короче, а утечки между входными и выходными цепями были минимальными. Уменьшить утечки желательно также для ограничения амплитуды напряжений переменного тока на выходе усилителя. Усилитель как вычислительный элемент работает нормально в том случае, когда напряжение переменного тока на выходе не превышает нескольких милливольт.

Для изоляции входных и выходных цепей наиболее просто и надежно применять экранировку проводов и деталей и заземление деталей усилителя. В этом случае утечка между входными и выходными цепями перераспределяется на утечки между суммирующей точкой и землей и утечки между выходом и землей.

Усилитель с отрицательной обратной связью должен допускать подключение нагрузки со входным сопротивлением примерно 10 *ком*, обеспечивая при этом линейную зависимость выходного напряжения от входного в пределах ± 100 *в*. Этим требованиям удовлетворяет трехкаскадный усилитель постоянного тока, собранный по несимметричной схеме.

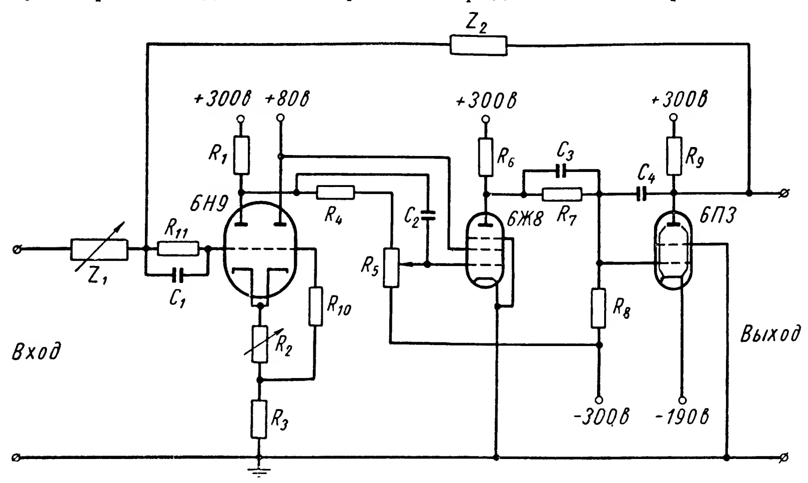
Схемы усилителей, используемых в качестве вычислительных элементов, отличаются одна от другой по принятому методу уменьшения дрейфа нуля, принципу построения входного и выходного каскадов, а также по типу применяемых ламп, номиналу и количеству стабилизированных источников питания. В некоторых случаях для повышения общего коэффициента усиления вводится местная положительная обратная связь.

В ряде случаев общий коэффициент передачи принимают равным единице, например для перемены знака, для разделения цепей, для питания шлейфов осциллографа или для связи интегратора с другой аппаратурой. В этом случае общй коэффиициент усиления без обратной связи может составлять примерно 2500—5000, что значительно упрощает схему.

По способу устранения дрейфа нуля все схемы усилителей можно разделить на две группы: схемы с параметрической компенсацией дрейфа нуля и схемы с автоматическим регулированием нулевого уровня. Для уменьшения дрейфа нуля, обусловленного нестабильностью источников питания, обычно анодное питание подается от электронных стабилизаторов. Постоянство напряжения в этом случае поддерживается с точностью от $\pm 0,1$ до 0,05%.

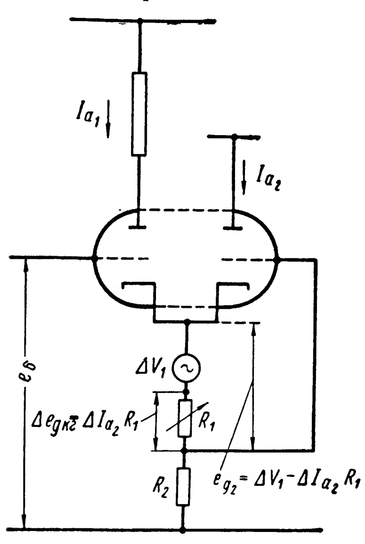
Схемы с параметрической компенсацией дрейфа нуля. Усилители с параметрической компенсацией дрейфа нуля выполняют в различных модификациях. Известны схемы, где первый каскад использует схему компенсации с катодным повторителем и схему компенсации с последовательно включенным триодом.

Типичная схема усилителя, у которой для компенсации дрейфа предусмотрен катодный повторитель, представлена на фиг. XVIII. 7.



Фиг. XVIII. 7. Принципиальная схема усилителя с триодной компенсацией дрейфа в первом каскаде.

Усилитель состоит из трех каскадов. В первом каскаде применен двойной триод 6Н9. Левая часть лампы используется в качестве усилительной, а правая включена по схеме катодного повторителя и служит для компенсации дрейфа нуля, обусловленного изменением напряжения накала и колебаниями тока эмиссии. Как известно, изменение тока эмиссии и напряжения накала эквивалентны изменению напряжения катода на некоторую величину ΔU_1 (фиг. XVIII. 8). Так как при полной компенсации сила тока I_{a1} не должна изменяться, то результирующее изменение тока в R_1 и R_2 должно происходить исключительно за счет изменения тока правой части лампы. Поэтому



Фиг. XVIII. 8. Схема первого каскада усилителя (по фиг. XVIII. 7).

$$\Delta U_2 = \Delta I a_2 R_к = \Delta I a_2 (R_1 + R_2). \quad \text{(XVIII. 34)}$$

Степень компенсации напряжения током I_{a2} определяется местом подключения сетки правой лампы к катодной цепи:

$$\Delta I_{a2} = (\Delta U_1 - \Delta I_{a2} R_1) S_2.$$

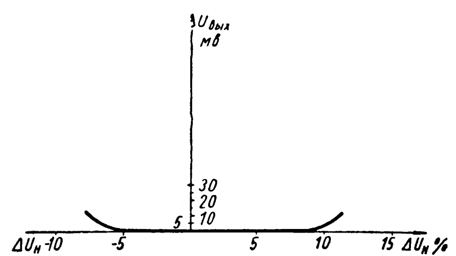
При полной компенсации

$$\Delta U_1 = \Delta U_2 \quad \text{(XVIII. 35)}$$

и

$$R_2 = \frac{1}{S_2}.$$

Таким образом, значение R_2 необходимо выбирать равным обратной величине динамической крутизны правой лампы. При этом следует учесть, что увеличение сопротивления R_2 приводит к уменьшению коэффициента усиления первого каскада. Поэтому величину R_2 выбирают в зависимости от допустимого снижения коэффициента усиления каскада, а для выполнения условия (XVIII. 35) изменяют сопротивление R_1, определяющее динамическую крутизну правой лампы S_2.



Фиг. XVIII. 9. Зависимость напряжения дрейфа от изменения напряжения накала для усилителя с триодной компенсацией.

Фиг. XVIII. 10. Схема межкаскадной связи в усилителе.

Зависимость изменения выходного напряжения усилителя при изменении силы тока накала (фиг. XVIII. 9) показывает, что катодная стабилизация действует не совсем симметрично. Если характеристики катодов обеих половин ламп значительно расходятся, то условия катодной стабилизации могут не удовлетворяться. Перед настройкой рекомендуется катод первой лампы подвергнуть старению.

Во втором каскаде усилителя применяется пентод 6Ж8. Связь между каскадами осуществляется с помощью потенциометрической схемы (фиг. XVIII. 10), использующей сопротивления R_1, R_4 и R_5 для второй лампы и R_6, R_7 и R_8 — для третьей.

Сопротивления R_4 и R_5 при расчете схемы [если известны значения R_3, R_p (сопротивления лампы постоянному току) и U_0 и задана величина e_{g2}]

$$R_4 = R_3 \frac{U_0 + e_{g_2}}{U_1 - U_0\left(1 + \frac{R_3}{R_p}\right)}; \qquad \text{(XVIII. 36)}$$

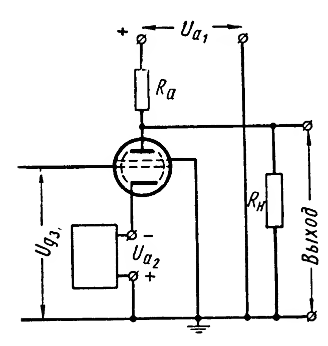
$$R_5 = R_3 \frac{U_2 - e_{g2}}{U_1 - U_0\left(1 + \frac{R_3}{R_p}\right)}. \qquad \text{(XVIII. 37)}$$

Сопротивление R_5 обычно состоит из двух частей: нерегулируемой и регулируемой. Регулируемая часть служит для установки нулевого напряжения на выходе усилителя и должна быть по величине доста-

точна для компенсации изменений параметров элементов схемы (в связи с разбросом внутри допуска). Она должна также учитывать возможный диапазон разброса характеристик ламп.

В третьем каскаде (фиг. XVIII. 11) обычно применяется мощный лучевой тетрод. Для получения выходного напряжения обеих полярностей к каскаду лампы подключается источник напряжения (190 *в*).

При отсутствии нагрузки выходное напряжение может быть найдено из соотношений



Фиг. XVIII. 11. Схема выходного каскада усилителя.

$$e_{вых} = U_{a1} - I_a R_a$$

и

$$I_a = \frac{U_{a1} + U_{a2}}{R_a + R_p}.$$

Отсюда

$$e_{вых} = \frac{1}{R_a + R_p}[U_{a1}R_p - U_{a2}R_a]. \quad (XVIII. 38)$$

Если входное напряжение равно нулю, то рабочая точка выбирается таким образом, чтобы и выходное напряжение было равно нулю. В этом случае должно соблюдаться равенство

$$I_a = \frac{U_{a1}}{R_a}. \quad (XVIII. 39)$$

Для установления диапазона изменения выходного напряжения следует рсссмотреть два предельных случая, когда лампа полностью заперта и полностью открыта. В первом случае $R_p \to \infty$ и, следовательно, $e_{вых} = U_{a1}$. Во втором случае для определения выходного напряжения могут быть использованы характеристики лампы для нулевого напряжения на сетке.

При подключении внешней нагрузки пределы изменения выходного напряжения соответственно сужаются.

Подобный выходной каскад крайне неэкономично расходует мощность источников питания. Когда мощность, потребляемая нагрузкой, равна нулю, то от источников питания забирается половина ее максимального значения:

$$(P_{потр})_{при\ e_{вых}=0} = \frac{U_{a1}^2}{R_a} + \frac{U_{a1}U_{a2}}{R_a}.$$

При работе на нагрузку $R_н$ можно оценить экономичность той или иной схемы выходного каскада, введя понятие об усредненном коэффициенте полезного действия:

$$\eta = \frac{(P_{вых})_{ср}}{(P_{потр})_{ср}}, \quad (XVIII. 40)$$

где

$$(P_{вых})_{ср} = \frac{\int_{-e_{вых}}^{(e_{вых})_M} \frac{e_{вых}^2}{R_н} de_{вых}}{2 (e_{вых})_M}$$ — средняя мощность, передаваемая в нагрузку;

$$(P_{потр})_{ср} = \frac{\int_{-(e_{вых})_M}^{e_{вых}} P_{потр} (e_{вых}) de_{вых}}{2 (e_{вых})_M}$$ — средняя мощность, потребляемая выходным каскадом от источников высокого напряжения.

Так как

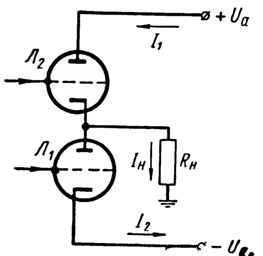
$$P_{потр} = I_1 U_{a1} + I_2 U_{a2},$$

то для данного случая получим

$$\eta = \frac{(e_{вых})_M^2 \frac{1}{3R_н}}{\frac{U_{a1}^2 + U_{a1}U_{a2}}{R_a} - \frac{(e_{вых})_M}{2}\left[\frac{U_{a1}}{R_a} + U_{a2}\left(\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_н}\right)\right]}. \quad \text{(XVIII. 41)}$$

При $R_н = 10$ *ком*, $R_a = 20$ *ком*, $U_{a1} = 300$ *в*, $U_{a2} = 190$ *в* и $(e_{вых})_M = 100$ *в* получим $\eta = 6{,}5\%$.

Значительно экономичнее по расходу мощности схема выходного каскада, приведенная на фиг. XVIII. 12, в которой сопротивление R_a заменено электронной лампой $Л_2$.



Фиг. XVIII. 12. Схема экономичного выходного каскада.

Подбирая соответствующим образом начальные смещения на лампах $Л_1 — Л_2$, можно добиться того, чтобы при нулевом входном напряжении получить равные токи через $Л_1$ и $Л_2$ и, следовательно, нуль напряжения на нагрузке. Величина начального тока может быть при этом выбрана достаточно малой. Для того чтобы с изменением входного сигнала схема работала правильно, нужно изменять в противофазе сеточные потенциалы ламп $Л_1$ и $Л_2$. Для этого сетка лампы $Л_2$ подключается ко второму каскаду не непосредственно, а через дополнительный инверсирующий каскад (фиг. XVIII. 13).

Усредненный к. п. д. выходного каскада при нулевом значении тока покоя будет равен

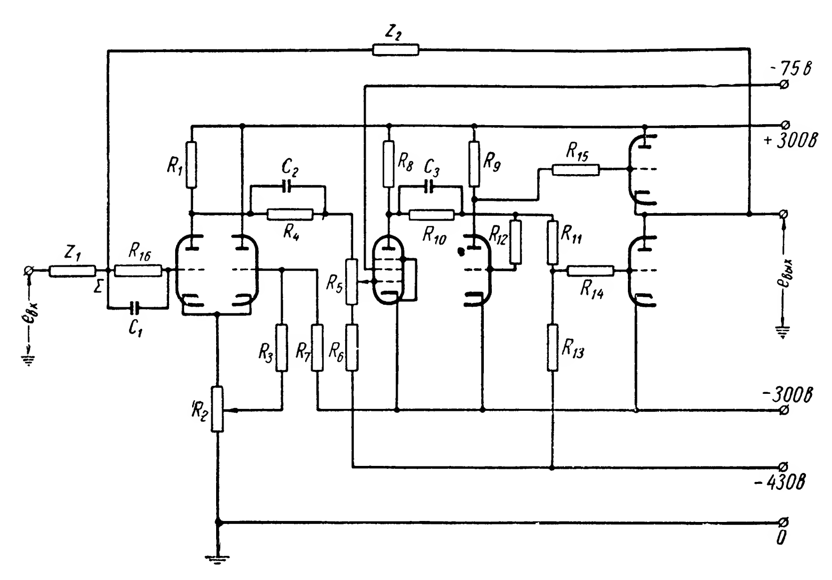
$$\eta = \frac{(P_{вых})_{ср}}{(P_{потр})_{ср}} = \frac{2 (e_{вых})_M}{3U_{a1}}. \quad \text{(XVIII. 42)}$$

При $(e_{вых})_M = 100$ *в* и $U_{a1} = 300$ *в* $\eta = 20\%$.

Такой выходной каскад дает возможность снизить примерно в 4 раза установленную мощность источников анодного питания.

Конденсаторы C_2, C_3 и C_4 в схеме усилителя, представленной на фиг. XVIII. 7, служат для коррекции амплитудно-фазовой характеристики в целях устранения возможности самовозбуждения усилителя.

Если подобные усилители выполнены тщательно и питаются от стабилизированных источников, причем точность поддержания постоянства напряжения составляет примерно $\pm$ 0,05%, удается



Фиг. XVIII. 13. Схема усилителя с экономичным выходным каскадом.

свести дрейф нуля к величине 1—2 *мв* (напряжение дрейфа приведено ко входу).

Примером схемы с компенсацией дрейфа нуля при помощи последовательно включенного триода может служить схема четырехкаскадного усилителя, представленная на фиг. XVIII. 14.

Первый каскад собран по последовательно балансной, второй — по параллельно балансной схеме, третий по схеме «вычитателя» и четвертый по схеме, аналогичной схеме выходного каскада, рассмотренного выше усилителя.

Рассмотрим первые три каскада подробнее. Верхнюю лампу последовательно балансного каскада можно рассматривать как анодную нагрузку с эквивалентным сопротивлением:

$$R_{аэ} = R_0 + R_{к2}(1+\mu), \qquad \text{(XVIII. 43)}$$

где R_i — внутреннее сопротивление лампы;

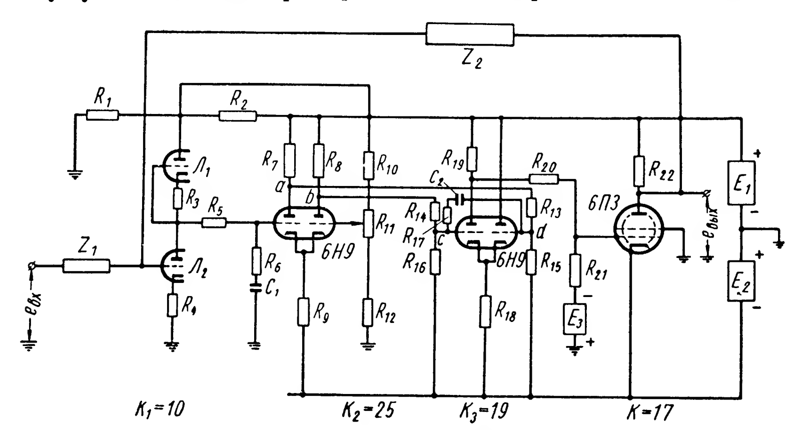
$R_{к2}$ — сопротивление, включенное в цепь катода;

μ — коэффициент усиления.

Коэффициент усиления каскада $K_1 = \frac{e_{вых}}{e_{вх}}$ может быть найден по эквивалентной схеме и равен

$$K_1 = \frac{\mu}{2}. \qquad \text{(XVIII. 44)}$$

Если характеристики обеих ламп одинаковы, то при постоянном входном напряжении увеличение напряжения накала вызывает одинаковое увеличение силы тока в верхней и нижней лампах, а следовательно, и одинаковое изменение сеточного напряжения. Поэтому установленное распределение напряжения на лампах не



Фиг. XVIII. 14. Схема усилителя с сериесно-балансным первым каскадом.

изменяется. Схема первого каскада может рассматриваться как мост, два плеча которого образуют лампы $Л_1$, $Л_2$, а два других — сопротивления R_1 и R_2. При изменении накала сопротивление ламп $Л_1$ и $Л_2$ изменяется на одну и ту же величину, и поэтому напряжение, снимаемое с диагонали, остается неизменным даже при изменении питающего напряжения.

Если характеристики обеих половин ламп несколько отличаются, то их можно уравнять, изменяя сопротивление R_3 в цепи катода верхней лампы. Изменения входного напряжения на лампе $Л_1$ весьма малы благодаря наличию отрицательной обратной связи и большому коэффициенту усиления. Поэтому мост практически всегда находится в уравновешенном состоянии.

Второй каскад усилителя выполнен по схеме асимметричного параллельно балансного каскада. При отсутствии сигнала обе сетки находятся под одинаковыми потенциалами по отношению к земле. Если характеристики ламп и нагрузочные сопротивления R_7 и R_8 одинаковы, то анодные токи в лампах будут равны между собой и выходное напряжение, получаемое как разность потенциалов между точками a — b и c — d, также будет равно нулю.

При изменении потенциала сетки левой половины лампы изменяется анодный ток этой половины лампы, а следовательно, и вели-

чина падения напряжения на сопротивлении R_9. В результате этого происходит изменение анодного тока правой половины лампы, по знаку противоположное изменению анодного тока левой половины; между точками $a - b$ и $c - d$ возникает разность потенциалов, знак которой зависит от знака изменения потенциала, приложенного к сетке левой половины лампы. Потенциалы в точках $a - b$ изменяются симметрично только при больших значениях сопротивления R_9.

Коэффициент усиления каскада может быть найден из расчета эквивалентной схемы.

Когда лампы имеют одинаковые характеристики и параметры,

$$R_{аэ} = \frac{R_7 (R_{13} + R_{15})}{R_7 + R_{13} + R_{15}} = \frac{R_8 (R_{14} + R_{16})}{R_8 + R_{14} + R_{16}}$$

и

$$\frac{R_{16}}{R_{14} + R_{16}} = \frac{R_{15}}{R_{15} + R_{13}},$$

то коэффициент усиления определяется по формуле

$$K_2 = \mu \frac{R_{аэ}}{R_i + R_{аэ}} \cdot \frac{R_{16}}{R_{14} + R_{16}}. \qquad \text{(XVIII. 45)}$$

Третий каскад, помимо усиления, должен обеспечить обратный переход к несимметричной схеме. Он построен по известной схеме дифференциального усиления, именуемой схемой вычитателя.

Выходное напряжение каскада, снимаемое с сопротивления R_{21} на сетку третьего каскада, представляет собой усиленную разность потенциалов $e_c - e_d$.

Коэффициент усиления каскада K_3 может быть приближенно найден по формуле

$$K_3 \cong \frac{\mu}{1 + 2\frac{R_i}{R_{аэ}}} \cdot \frac{R_{21}}{R_{21} + R_{20}}, \qquad \text{(XVIII. 46)}$$

где

$$R_{аэ} = \frac{R_{19} (R_{20} + R_{21})}{R_{19} + R_{20} + R_{21}}.$$

Общий коэффициент усиления каскада, полученный при использовании ламп 6Н9, составляет $K_3 \approx 19$.

Четвертый каскад, в котором применен лучевой тетрод, построен аналогично выходному каскаду решающего усилителя, представленного на фиг. XVIII. 7. При использовании лампы 6П3, $R_{22} = 10$ *ком*, а также при отсутствии нагрузки $K_4 = 17$.

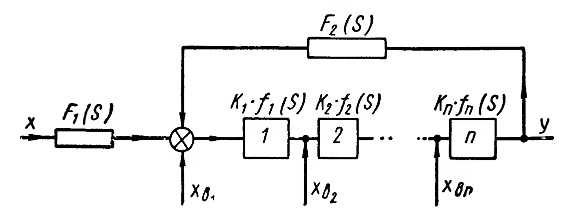
Таким образом, общий коэффициент усиления составляет при отсутствии нагрузки:

$$K = K_1 K_2 K_3 K_4 = 10 \cdot 25 \cdot 19 \cdot 17 \doteq 70\,000.$$

Схемы усилителей с автоматическим регулированием нулевого уровня. Усилители с автоматическим регулированием нулевого уровня основаны на известном свойстве систем с отрицательной обратной

связью уменьшать эффект влияния внешних возмущений, воздействующих на элементы с обратной связью. Рассмотрим для примера одноконтурную следящую систему (фиг. XVIII. 15), состоящую из n элементов, связанных между собой отрицательной обратной связью, причем на входе каждого элемента действуют возмущения $x_{в1}, x_{в2}, \ldots, x_{вn}$.

Передаточные функции входной цепи выражаются через $F(S)$, цепи обратной связи — через $F_2(s)$ и элементов основного тракта — через $f_1(s), f_2(s), \ldots, f_n(s)$, а статические коэффициенты передачи этих элементов — соответственно через $K_1, K_2, \ldots, K_n$. Используя



Фиг. XVIII. 15. Скелетная схема одноконтурной следящей системы.

обозначения, приведенные на фиг. XVIII. 15, можно представить соотношение между выходной величиной Y и входной X в виде

$$Y = \frac{F_1(s) \prod_{i=1}^{n} K_i f_i(s)}{1 + F_2(s) \prod_{i=1}^{n} K_i f_i(s)} X \pm \sum_{j=1}^{n} \frac{\prod_{i=j}^{n} K_i f_i(s)}{1 + F_2(s) \prod_{i=1}^{n} K_i f_i(s)} X_{вi}. \qquad \text{(XVIII. 47)}$$

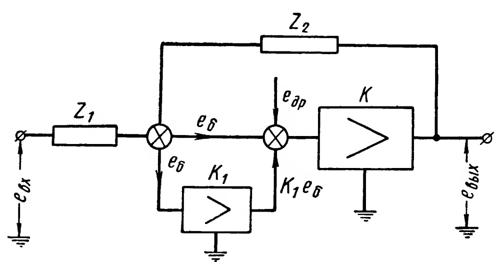
При достаточно большом значении $K = \prod_{i=1}^{n} K_i$, когда в пределах рабочего диапазона частот можно пренебречь единицей по сравнению с $\left| F_2(s) \prod_{i=1}^{n} K_i f_i(s) \right|$, выражение (XVIII. 47) упрощается:

$$Y = \frac{F_1(s)}{F_2(s)} X \pm \sum_{j=1}^{n} \frac{\prod_{i=j}^{n} K_i f_i(s)}{F_2(s) \prod_{i=1}^{n} K_i f_i(s)} X_{вi}. \qquad \text{(XVIII. 48)}$$

Таким образом, выходная величина состоит из двух слагаемых, одно из которых определяется входной величиной и заданным законом ее преобразования, а другое представляет собой погрешность, обусловленную приложенными к системе возмущениями. Чем ближе ко входу системы приложено возмущение, тем больше погрешность выходной величины. Уменьшение эффекта, вызываемого приложенным возмущением, прямо пропорционально коэффициенту усиления участка системы регулирования от входа до места приложения возмущения.

Будем рассматривать дрейф нуля как некоторое эквивалентное возмущение, приведенное ко входу усилителя. В этом случае включение между суммирующей точкой и основным усилителем постоянного тока дополнительного усилителя, которому в принципе не свойственен дрейф нуля, должно привести к уменьшению напряжения дрейфа в K_1 раз, где K_1 — коэффициент усиления дополнительного усилителя.

Дополнительный усилитель может быть основан на следующем принципе: входное напряжение модулируется, затем усиливается при помощи усилителя напряжения переменного тока и потом демодулируется. В качестве модулятора и демодулятора наиболее рационально использовать электромеханический вибратор, так как все электронные устройства и схемы, в которых применены твердые выпрямители, характеризуются большим дрейфом нуля.



Фиг. XVIII. 16. Скелетная схема усилителя с автоматической стабилизацией нулевого уровня по методу Гольдберга.

Однако при последовательном включении дополнительного усилителя, которому не свойственен дрейф нуля, резко сужается полоса пропускания усилителя, так как он должен работать на сравнительно низкой несущей частоте, определяемой возможностями электромеханических вибраторов.

Более рациональной следует признать схему включения дополнительного усилителя, приведенную на фиг. XVIII. 16. При ее рассмотрении следует учесть то обстоятельство, что возмущение, эквивалентное дрейфу нуля, изменяется сравнительно медленно и поэтому узкая полоса пропускания дополнительного усилителя не является препятствием для ограничения дрейфа нуля. При низких частотах входного сигнала параллельной связью по сигналу e_δ можно пренебречь и, таким образом, дополнительный усилитель подключается последовательно с основным. Если частоты сигнала выходят за пределы полосы пропускания дополнительного усилителя, то цепь, образованная этим усилителем, как бы размыкается и совершается переход к обычной схеме. Вследствие этого усилитель, применяемый в качестве вычислительного элемента, может использоваться в сравнительно широком диапазоне частот входных сигналов.

Выведем соотношение между выходным и входным напряжением усилителя при заданных значениях проводимости входной цепи и цепи обратной связи. Для упрощения выкладок полагаем, что на вход подана только одна переменная величина.

Уравнение индикатора рассогласования в этом случае имеет вид

$$E_\delta = f_{11}(s)\, E_{вх} + f_2(s)\, E_{вых},$$

где

$f_{11}(s)=\frac{Y_{11}(s)}{Y_{11}(s)+Y_2(s)+Y_3(s)}$ — передаточная функция входной цепи;

$f_2(s)=\frac{Y_2(s)}{Y_{11}(s)+Y_2(s)+Y_3(s)}$ — передаточная функция цепи обратной связи.

Уравнение основного тракта системы имеет вид

$$E_{вых}=-Kf_1(s)\{[1+K_1f_2(s)]E_\delta+E_{др}\},$$

где K — статический коэффициент усиления основного усилителя постоянного тока;

$f_1(s)$ — передаточная функция основного усилителя;

K_1 — статический коэффициент усиления дополнительного усилителя постоянного тока;

$f_2(s)$ — передаточная функция дополнительного усилителя.

Решая уравнения (XVIII. 47) и (XVIII. 48) совместно относительно $E_{вых}$ и учитывая выражения для передаточных функций входной цепи и цепи обратной связи, получим

$$E_{вых}=-f_{11}(s)\frac{Kf_1(s)[1+K_1f_2(s)]}{1+Kf_1(s)[1+K_1f_2(s)]f_2(s)}E_{вх}\pm$$

$$\pm\frac{Kf_1(s)E_{др}}{1+Kf_1(s)[1+K_1f_2(s)]f_2(s)}. \qquad \text{(XVIII. 49)}$$

Если коэффициент усиления $K\cdot K_1$ настолько велик, что для рабочего диапазона частот единицей в знаменателе выражения (XVIII. 49) можно пренебречь по сравнению с модулем $|Kf_1(s)[1+K_1f_2(s)]f_2(s)|$, то уравнение (XVIII. 49) может быть представлено в следующем виде

$$E_{вых}=-\frac{Y_{11}(s)}{Y_2(s)}E_{вх}\pm$$

$$\pm\frac{1}{[1+K_1f_2(s)]\frac{Y_2(s)}{Y_{11}(s)+Y_2(s)+Y_3(s)}}E_{др}. \qquad \text{(XVIII.50)}$$

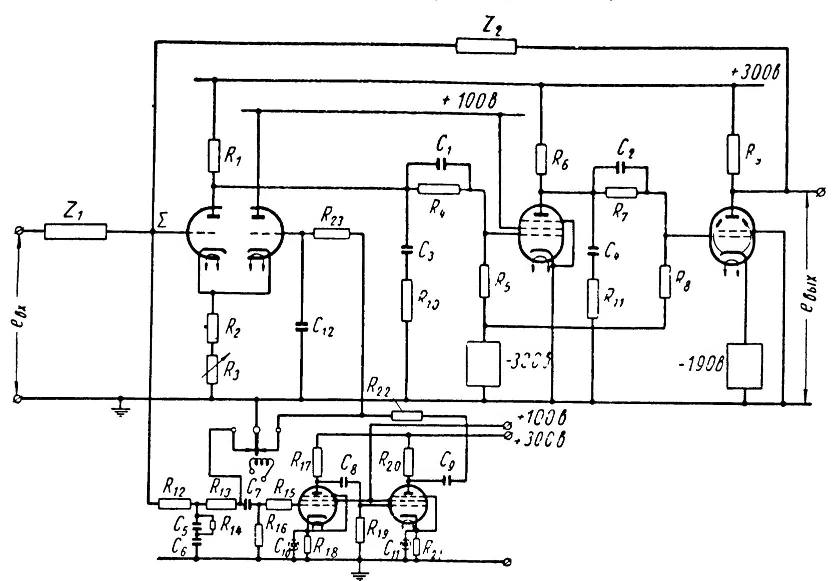
Полученное выражение показывает, что погрешность, вносимая из-за дрейфа нуля, будет у такого решающего усилителя в $[1+K_1f_2(s)]$ раз меньше по сравнению с усилителем, не снабженным дополнительным усилительным устройством ($K_1=0$).

Кроме того, при низких частотах, как показывает фиг. XVIII. 16, общий коэффициент усиления основного тракта резко возрастает:

$$K_{общ}=\frac{e_{вых}}{e_\delta}=(1+K_1)K. \qquad \text{(XVIII.51)}$$

При $K_1\gg 1$ $K_{общ}=K_1K$.

Большое значение общего коэффициента усиления основного тракта приводит к уменьшению погрешности (особенно при работе усилителя в режиме сумматора), вызванной ограниченным значением коэффициента усиления. Одна из типичных схем подобных усилителей приведена на фиг. XVIII. 17. В качестве основного усилителя в данном случае использован несколько видоизмененный усилитель постоянного тока (см. фиг. XVIII. 7).



Фиг. XVIII. 17. Принципиальная схема усилителя с автоматической стабилизацией нулевого уровня.

Небольшому изменению подверглась схема первого каскада. Введены также другие корректирующие контуры: C_1, R_4, C_2, R_1, C_3, R_{10}, C_4, R_{11}.

Вход дополнительного усилителя подключен к суммирующей точке через фильтр R_{12}, C_5, R_{14}, C_6 и соединительную емкость C_7, а выход после демодулятора (правая половина вибратора) через сглаживающий фильтр R_{23}, C_{12} — к сетке катодного повторителя первого каскада, используемого в данной схеме в качестве сумматора.

Фильтр на входе вспомогательного усилителя служит для того, чтобы предотвратить проникновение в усилитель напряжения переменного тока высших гармоник напряжения e_δ, кратных частоте коммутации вибратора, а фильтр на выходе — для сглаживания пульсирующего напряжения после однополупериодного выпрямления вибратором.

Сравнительно низкая частота коммутации (50—400 *гц*) и параметры сглаживающего фильтра ограничивают полосу пропускания вспомогательного усилителя примерно частотой 5 *гц*.

Во избежание самовозбуждения усилителя переменного тока и уменьшения наводок требуется тщательная экранировка вибра-

тора и подводящих к его контактам проводников, а также такая регулировка раствора контактов и амплитуды вибрации якоря, при которой обеспечивается работа с перекрытием контактов.

При работе в режиме масштабного усилителя с коэффициентом передачи $K = 1$ ($Z_1 = Z_2 = R$) амплитудно-частотная характеристика усилителя вплоть до частоты 100 *кгц* имеет вид прямой. Дрейф нуля, приведенный ко входу, в этом случае не превышает 50 *мкв*.

При проектировании вспомогательного усилителя следует учитывать необходимость обеспечения отрицательной обратной связи для сигналов низкой частоты. В этом случае должно соблюдаться неравенство $K_1 K < 0$.

Так как $K < 0$, то, следовательно, величина K_1 должна быть больше нуля.

Знак коэффициента усиления вспомогательного усилителя, как это следует из анализа схемы, представленной на фиг. XVIII. 17, определяется тремя факторами: числом каскадов, изменяющих знак в схеме усилителя переменного тока, способом коммутации вибратора и характером суммирования сигналов в основном усилителе.

Число каскадов может быть четным и нечетным.

Во втором случае напряжение на выходе усилителя имеет обратную фазу, а следовательно, на выходе демодулятора получается напряжение с обратным знаком.

В зависимости от конструкции и схемы включения вибратора можно осуществить коммутацию входных цепей (модуляция) и выходных (демодуляция) в один и тот же полупериод напряжения переменного тока (коммутация в фазе) или со сдвигом на один полупериод (коммутация в противофазе). В первом случае знак выходного напряжения не меняется, во втором изменяется на обратный. Наконец, суммирование может выполняться в катодной или анодной цепи первого каскада основного усилителя. При этом сигналы основного и вспомогательного усилителей суммируются с противоположными знаками. В анодной цепи они суммируются с одинаковыми знаками.

В схеме, показанной на фиг. XVIII. 17, использовано четное число каскадов усиления, причем коммутация осуществляется в противофазе и суммирование в катодной цепи. Поэтому знак в усилителе меняется четное число раз и, следовательно, $K_1 > 0$.

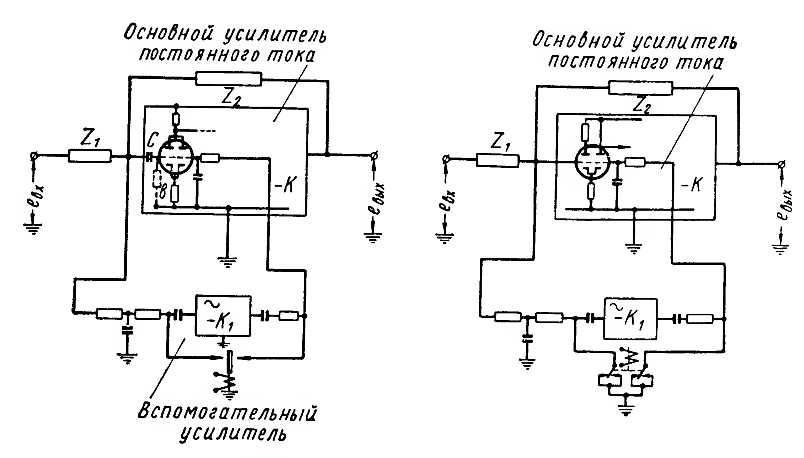
Возможны другие варианты схем, при которых общий коэффициент усиления вспомогательного усилителя остается больше нуля. Например, усилитель переменного тока может быть выполнен с нечетным числом каскадов. Вибратор можно включать по схеме противофазной коммутации, а суммирование осуществлять в анодной цепи первого каскада основного усилителя. При нечетном числе каскадов усилителя переменного тока коммутацию можно производить в фазе, а суммирование — в катодной цепи.

Если же число каскадов четное, то при коммутации в фазе суммирование следует выполнить в анодной цепи первого каскада основного усилителя. Этот вариант не представляет практического интереса.

На фиг. XVIII. 18 приведены принципиальные схемы, реализующие различные варианты.

При нечетном числе каскадов устраняется склонность усилителя переменного тока к самовозбуждению вследствие паразитной связи между входом и выходом. Это облегчает работу вибратора, так как исключает необходимость регулировки контактов с перекрытием и уменьшает амплитуду колебаний якоря.

При суммировании в аноде первого каскада основного усилителя можно использовать вибратор обычной конструкции с коммутацией в противофазе. Для суммирования в катодной цепи в этом случае



Фиг. XVIII. 18. Возможные модификации схем усилителей с автоматической стабилизацией нулевого уровня.

приходится применять либо два вибратора, либо один специальный вибратор с разрезным изолированным якорем и двумя парами контактов (фиг. XVIII. 19).

В качестве вибратора могут быть использованы специальные электромагнитные прерыватели и обычные поляризованные реле.

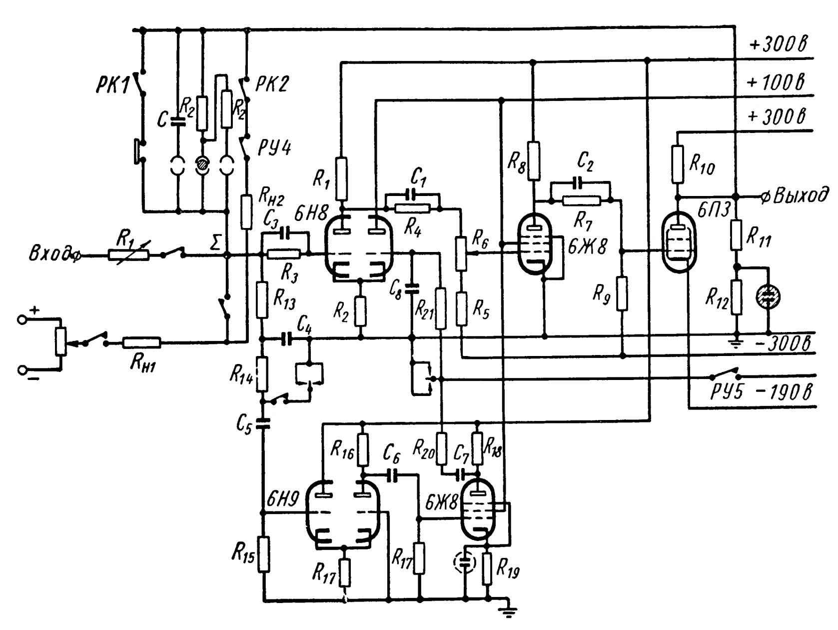
Достоинство электромагнитных прерывателей состоит в том, что они обеспечивают удвоенную или учетверенную частоту коммутации по отношению к частоте тока, питающего их обмотку, и тем самым уменьшают помехи.

Недостатком электромагнитных прерывателей является необходимость тщательной экранировки катушки и подводящих к ней проводов от контактной системы, ибо провода создают сравнительно большие поля рассеивания, так как на якоре должны быть возбуждены значительные электромагнитные силы.

При использовании поляризованных реле величина изменяющегося магнитного потока в их магнитной системе значительно меньше. Сопоставление электромагнитных вибраторов и поляризованных реле показывает, что количество помех в усилителе получается примерно одинаковым, если в обоих случаях использовать

для питания катушек источник с нестандартной частотой (например, 120 *гц* для реле).

Электромагнитный вибратор без настройки контактов на перекрытие может быть также применен в схеме, приведенной на фиг. XVIII. 17, при условии тщательной экранировки и заземления контактов и якоря таким образом, чтобы утечки между входом и выходом усилителя переменного тока были сведены к утечкам между входом и землей, выходом и землей.



Фиг. XVIII. 19. Схема усилителя с автоматической стабилизацией нулевого уровня. Суммирование сигналов в катоде, коммутация в фазе, число каскадов, инвертирующих знак усилителя *М-ДМ*, нечетное.

Этот способ борьбы с утечками между входом и выходом усилителя переменного тока целесообразно использовать также в схемах с нечетным числом каскадов для устранения паразитной отрицательной обратной связи, снижающей коэффициент усиления K_1 усилителя переменного тока.

Коэффициент усиления вспомогательного усилителя на нулевой частоте можно представить следующим образом:

$$K_1 = K_м K_\sim K_{ф.\,к} K_{дм}, \qquad \text{(XVIII. 52)}$$

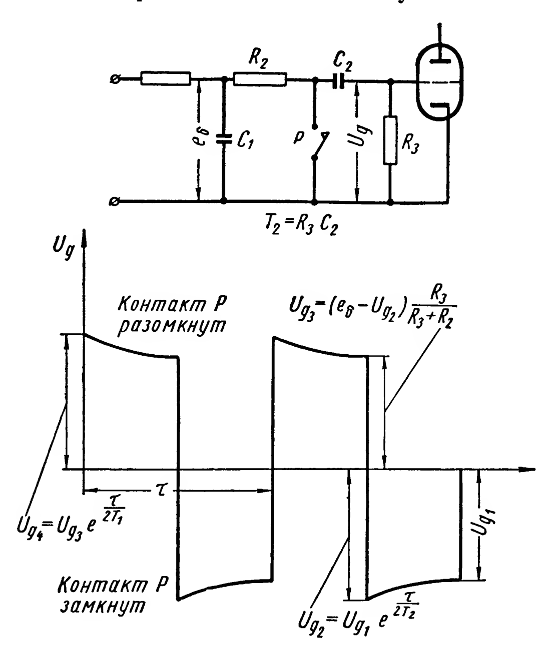
где $K_м$ — коэффициент передачи модулятора с учетом входного фильтра;

$K_\sim$ — собственно коэффициент усиления усилителя напряжения переменного тока на несущей частоте;

$K_{ф.\,к}$ — коэффициент передачи фазирующего контура на выходе усилителя переменного тока;

$K_{дм}$ — коэффициент передачи демодулятора с учетом выходного фильтра.

Анализ работы модулятора совместно со входным фильтром показывает, что форма напряжения на сетке входного каскада усилителя напряжения переменного тока в установившемся режиме



Фиг. XVIII. 20. Форма кривой напряжения на входе усилителя переменного тока.

имеет вид, представленный на фиг. XVIII. 20. Ординаты импульсов можно определить из очевидных соотношений:

$$\left.\begin{aligned} U_{g1} &= U_{g2}e^{-\frac{\tau}{2T_2}}; \\ U_{g3} &= U_{g4}e^{-\frac{\tau}{2T_1}}; \\ U_{g3} &= (e_\delta - U_{g2})\frac{R_3}{R_3+R_2}; \\ U_{g4} &= (e_\delta - U_{g1})\frac{R_3}{R_3+R_2}, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XVIII. 53)}$$

где τ — период коммутации вибратора;

T_1 — постоянная времени входного контура при разомкнутом контакте вибратора;

T_2 — постоянная времени входного контура при замкнутом контакте вибратора.

Остальные обозначения приведены на фиг. XVIII.20.

Решая системы уравнений (XVIII.53), получим

$$\left.\begin{aligned}
U_{g2} &= e_\delta \frac{e^{-\frac{\tau}{2T_1}} - 1}{e^{-\frac{\tau}{2}\left(\frac{1}{T_1}+\frac{1}{T_2}\right)} - 1}; \\
U_{g1} &= e_\delta \frac{e^{-\frac{\tau}{2T_1}} - 1}{e^{-\frac{\tau}{2}\left(\frac{1}{T_1}+\frac{1}{T_2}\right)} - 1} \cdot e^{-\frac{\tau}{2T_2}}; \\
U_{g3} &= e_\delta \frac{e^{-\frac{\tau}{2T_2}} - 1}{e^{-\frac{\tau}{2}\left(\frac{1}{T_1}+\frac{1}{T_2}\right)} - 1} \cdot e^{-\frac{\tau}{2T_1}} \frac{R_3}{R_3+R_2}; \\
U_{g4} &= e_\delta \frac{e^{-\frac{\tau}{2T_2}} - 1}{e^{-\frac{\tau}{2}\left(\frac{1}{T_1}+\frac{1}{T_2}\right)} - 1} \cdot \frac{R_3}{R_3+R_2}.
\end{aligned}\right\} \quad \text{(XVIII.54)}$$

Обычно параметры входной цепи выбирают таким образом, чтобы были справедливы равенства

$$R_2 = 0{,}5R_3; \quad T_1 = 4\frac{\tau}{2}; \quad T_1 = T_2\frac{R_2+R_3}{R_3}.$$

Для приближенной оценки коэффициента передачи модулятора можно считать, что на входе усилителя образуется импульс прямоугольной формы, амплитуда которого равна $0{,}4e_\delta$.

Таким образом, исходный коэффициент передачи модулятора $K_м$ равен 0,4. Коэффициент передачи выходного фазирующего контура на частоте модуляции $\omega_м$ определяется по формуле

$$K_{фк} = \frac{1}{\sqrt{(R_э C_6 \omega_м)^2 + 1}},$$

где

$$R_э = \frac{R_{16}\,[R_i + (\mu+1)\,R_{17}]}{R_{16} + R_i + (\mu+1)\,R_{17}} + R_{19}.$$

Величина $R_э C_к$ выбирается из условия

$$R_э C_6 \omega_м = \operatorname{tg}\varphi,$$

где φ — угол сдвига фаз, вносимый усилителем напряжения переменного тока на частоте $\omega_м$.

Чем больше сдвигается фаза выходного напряжения усилителем, тем большей должна быть постоянная времени $R_э C_к$ в выходном корректирующем контуре и тем больше снижается коэффициент передачи.

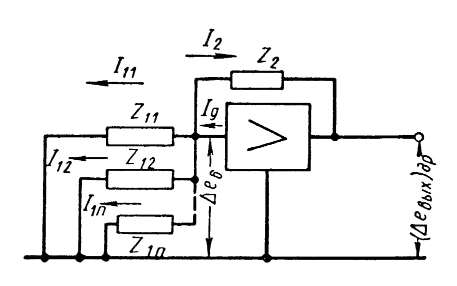
При $R_э C_к = 0{,}004$ сек. и $\omega_м = 2\pi f = 240\,\pi$ получаем $K_{фк} = 0{,}316$.

Коэффициент передачи демодулятора можно считать равным 1, так как импульсы прямоугольной формы поступают на конденсатор, который заряжается до полной амплитуды импульсов.

Для эффективного снижения дрейфа нуля в большинстве случаев достаточно иметь общий коэффициент передачи усилителя МДМ порядка $K_1 = 1000$. При этом

$$K^{\sim} = \frac{K_1}{K_{фм} K_м K_{дм}} = \frac{1000}{0{,}4 \cdot 1{,}0 \cdot 0{,}317} \approx 7500.$$

В действительности требуемое значение коэффициента усиления усилителя напряжения переменного тока должно быть несколько выше (порядка 10 000—15 000 при $f_м = 100$ *гц*), так как на высших гармониках, появляющихся при разложении импульса модулятора в ряд Фурье, коэффициент передачи фазирующего контура усилителя переменного тока резко падает.



Фиг. XVIII. 21. К определению влияния сеточных токов.

Использование вспомогательного усилителя полностью не устраняет дрейф нуля. Остаточный дрейф вызывается изменением контактных потенциалов на вибраторе и сеточными токами первого каскада усилителя постоянного тока. Дрейф может также появиться вследствие неудачного выбора точки заземления общего провода усилителей, в результате чего токи, протекающие через общий провод, создают дополнительный сигнал на выходе вспомогательного усилителя из-за падения напряжения в этом проводе. Поэтому все провода, подводимые к общей шине, должны присоединяться к ней в одном месте и надежно заземляться, причем сопротивление заземления должно быть малым.

Одна часть сеточного тока (фиг. XVIII. 21) проходит по входным сопротивлениям, а другая — по сопротивлению обратной связи z_2. Поэтому

$$I_g = \sum_{i=1}^{n} I_{1i} + I_2.$$

Обозначим через $\sum\limits_{i=1}^{n} I_{1i} = I_{1,1} + I_{1,2} + \ldots + I_{1n}$ суммарный ток, ответвляющийся во входные сопротивления. Выразив проводимости входных цепей через $Y_{1,1}, Y_{1,2}, Y_{1,3}, \ldots, Y_{1n}$, получим

$$Y_{экв} = Y_{1,1} + Y_{1,2} + \ldots + Y_{1n}. \qquad \text{(XVIII. 55)}$$

Обозначая падение напряжения на $Y_{экв}$ через $\Delta e_б$, находим

$$\sum_{i=1}^{n} I_{1i} = Y_{экв}(s)\, \Delta E_б. \qquad \text{(XVIII. 56)}$$

Ток I_2 можно определить из соотношения

$$I_2 = Y_2(s)\,[\Delta E_\delta - (E_{вых})_{др}]. \qquad \text{(XVIII. 57)}$$

Учитывая, что

$$(E_{вых})_{др} = -K\Delta E_\delta,$$

определяем по уравнениям (XVIII. 56) и (XVIII. 57) величину сеточного тока:

$$\pm I_g = \Delta E_\delta Y_{экв}(s)\left[1 + \frac{Y_2(s)}{Y_{экв}(s)}(1 + K_y)\right], \qquad \text{(XVIII. 58)}$$

где K_y — коэффициент усиления при разомкнутой цепи отрицательной обратной связи.

Отсюда

$$\Delta E_\delta = \pm \frac{I_g}{Y_{экв}(s)\left[1 + \frac{Y_2(s)}{Y_{экв}(s)}(1 + K)\right]}. \qquad \text{(XVIII. 59)}$$

Таким образом, сеточный ток вызывает появление эквивалент ного напряжения на входе усилителя. При большом значении K

$$\left|\frac{Y_2(j\omega)}{Y_{экв}(j\omega)}(1 + K_y)\right| \gg 1.$$

В этом случае

$$\Delta E_\delta = \pm \frac{I_g}{Y_2(s)\,K_y}. \qquad \text{(XVIII. 60)}$$

Итак, при большом значении коэффициента усиления, изменение эквивалентного смещения на сетке под влиянием сеточного тока тем меньше, чем меньше сопротивление цепи обратной связи и чем больше коэффициент усиления.

Абсолютную и относительную погрешности в выходном напряжении, возникающие под воздействием сеточного тока, находим из выражений

$$(\Delta E_{вых})_{др} = -K_y \Delta E_\delta;$$

$$(\Delta E_{вых})_{др} = \frac{I_g}{Y_2(s)};$$

$$\delta(E_{вых})_{др} = \frac{I_g}{(e_{вых})_м\, Y_2(s)}.$$

Примем

$$I_g = 0{,}1\ мка; \quad Y_2(s) = \frac{1}{R_2} = 10^{-6}\ мо; \quad K_y = 50\,000.$$

В этом случае $\Delta e_\delta = 2 \cdot 10^{-6}$ *в* или 2 *мкв*, а $\Delta e_{вых} = 0{,}1$; $\delta e_{вых} = 0{,}1\%$.

Само по себе это напряжение весьма мало по сравнению с выходным напряжением дрейфа, вызванным, например, изменением

напряжения накала. Оно может заметно проявляться при работе усилителя в режиме интегратора. Действительно, если в уравнении (XVIII. 60) принять $Y_2(s) = Cs$ и предположить силу сеточного тока постоянной величиной, то получим

$$\Delta E_\delta = \pm \frac{I_g}{CKS}$$

или, переходя к оригиналам, получим

$$\frac{d\Delta e_\delta}{dt} = \pm \frac{I_g}{CK};$$

отсюда

$$\Delta e_\delta = \pm \frac{I_g}{CK} t.$$

При постоянном сеточном токе и отсутствии внешнего напряжения на входе напряжение на выходе линейно нарастает во времени:

$$(\Delta e_{вых})_{др} = \pm \frac{I_g}{C} t.$$

Относительная погрешность выходного напряжения, возникающая под влиянием сеточного тока, определяется по формуле

$$\delta (e_{вых})_{др} = \pm \frac{I_g}{C (e_{вых})_м} t. \qquad \text{(XVIII. 61)}$$

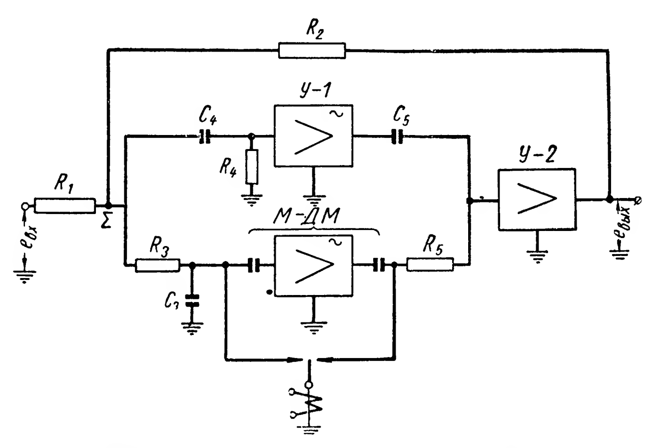
При $I_g = 0{,}1 \cdot 10^{-6}$ *а*; $C = 1 \cdot 10^{-6}$ *ф*, времени решения $t_p = 100$ сек., $(e_{вых})_м = 100$ *в*, получим $\delta (e_{вых})_{др} = \pm 10\%$.

Полученные результаты свидетельствуют о необходимости всемерного уменьшения величины сеточного тока. Для достижения этого можно вводить в цепь сетки первого каскада основного усилителя компенсирующее напряжение, отбирать лампы с малым сеточным током для работы в этом каскаде, использовать для построения первого каскада специальные схемы, уменьшающие сеточные токи (например, схему катодного повторителя с пониженным напряжением анодного питания). Кроме того, можно связать сетку первого каскада основного усилителя с суммирующей точкой через конденсатор. В этом случае возникает опасность накопления зарядов на конденсаторе после перегрузки усилителя.

Большие перспективы имеет принцип параллельности каналов усиления низкой и высокой частоты, впервые использованный в усилителях с автоматической стабилизацией нулевого уровня.

На фиг. XVIII. 22 показан один из вариантов такого усилителя. Основной усилитель состоит из двух частей, одна из которых *У-1* выполнена по схеме усилителя напряжения переменного тока и другая *У-2* представляет собой суммирующий каскад постоянного тока, на сетке которого складываются выходные напряжения, поступающие с первого усилителя и с усилителя *М-ДМ*.

Усилитель *У-1* имеет значительно больший коэффициент усиления, чем *У-2* и поэтому с дрейфом усилителя *У-2* практически можно не считаться. Усилитель без обратной связи можно рассматривать как своеобразный двойной Т-образный фильтр, снабженный двумя изолирующими усилителями *У-1* и *М-ДМ*, отделяющими цепочки C_4, R_4 и C_3, R_3 от R_5C_5.



Фиг. XVIII. 22. Скелетная схема усилителя с параллельными каналами усиления.

Передаточная функция такого фильтра при условии, что усилители *У-1* и *М-ДМ* не вносят фазовых и амплитудных искажений, определяется формулой

$$W(s) = \frac{K_1}{(1 + T_5 s)(1 + T_3 s)} + \frac{K_{М\text{-}ДМ}}{\left(1 + \frac{1}{T_4 s}\right)\left(1 + \frac{1}{T_5 s}\right)}, \quad \text{(XVIII. 62)}$$

где K_1 — коэффициент усиления усилителя *У-1*;
$K_{М\text{-}ДМ}$ — коэффициент усиления усилителя *М-ДМ* по постоянному току;

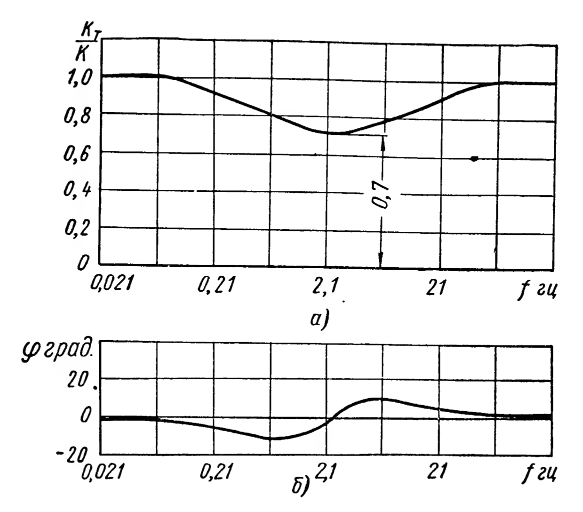
$$T_3 = R_3 C_3;$$

$$T_4 = C_4 R_4;$$

$$T_5 = C_5 R_5.$$

Постоянная времени T_3 выбирается с таким расчетом, чтобы была обеспечена нормальная работа усилителя *М-ДМ*. Подбирая соотношение между постоянными времени T_3, T_4, T_5 и коэффициентом усиления K_1 и $K_{М\text{-}ДМ}$, можно получить требуемую передаточную функцию усилительного тракта. В частности, если выбрать $4T_3 = \frac{1}{4} T_4 = T_5$, то при $K_1 = K_{М\text{-}ДМ}$ можно осуществить такое пере-

крытие полос пропускания параллельных каналов, при котором амплитудно-частотная характеристика не будет снижаться более чем на 30%, а фазовый угол не превышает 10° в пределах изменения частоты от 0 до 100 *гц* (фиг. XVIII. 23). При наличии отрицательной обратной связи, амплитудно-частотная характеристика устройства в целом становится практически гладкой, а фазовый сдвиг настолько малым, что им можно пренебречь. Такой усилитель имеет особые преимущества при использовании его в автоматических регуляторах



Фиг. XVIII. 23. Частотные характеристики усилителя с параллельными каналами усиления:

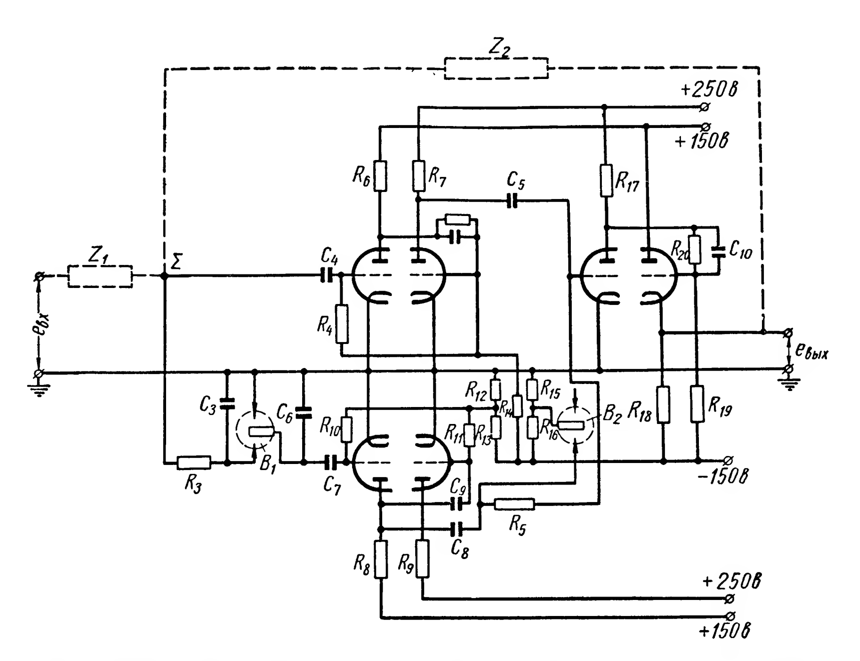
а — амплитудно-частотная характеристика; *б* — фазочастотная характеристика.

и следящих системах, так как в этом случае отпадает необходимость в использовании стабилизированных источников питания.

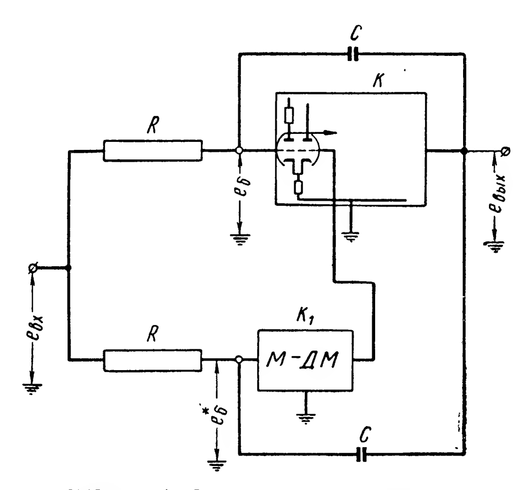
Усилитель *У-1* и собственно усилитель по существу представляют собой усилители напряжения переменного тока, а выходной суммирующий каскад не вносит существенного дрейфа в выходное напряжение вследствие большого коэффициента усиления предыдущих бездрейфовых каскадов. Кроме того, такой усилитель, вследствие изменения постоянных времени T_4 и T_5 дает возможность менять характер частотной характеристики, что может быть использовано также для стабилизации системы в целом.

Принципиальная схема усилителя (фиг. XVIII. 24) с сопротивлениями R_1 и R_2, образующими цепь обратной связи, была использована для управления механизмом привода пера в быстродействующем самопишущем приборе. При этом была достигнута передача сигналов усилителем без искажений в пределах от 0 до 90 *гц*.

Дрейф нуля, вызванный наличием сеточных токов, можно также существенно снизить, если использовать дополнительную цепь обратной связи для канала низкой частоты.



Фиг. XVIII. 24. Принципиальная схема усилителя с параллельными каналами усиления.



Фиг. XVIII. 25. Схема интегрирующего решающего усилителя.

Этим составляющая напряжения дрейфа из-за сеточных токов первого каскада основного усилителя снимается со входа усилителя *М-ДМ*. Действительно, если использовать принятые на фиг. XVIII. 25 обозначения, то для рассматриваемого случая можно найти связь между выходным и входным напряжениями с учетом сеточного тока, используя соотношения:

$$\left.\begin{aligned} E_{вых} &= -K\left(E_\delta + K_1 E_\delta^*\right); \\ E_\delta &= E_{вх}\frac{1}{RCs+1} + E_{вых}\frac{RCs}{RCs+1} \pm \frac{I_g R}{RCs+1}; \\ E_\delta^* &= E_{вх}\frac{1}{RCs+1} + E_{вых}\frac{RCs}{RCs+1}. \end{aligned}\right\} \quad \text{(XVIII. 63)}$$

Решая уравнения (XVIII. 63) относительно $E_{вых}$, получим

$$E_{вых} = -\frac{E_{вх}}{\dfrac{RCs+1}{K(1+K_1)} + RCs} \pm \frac{I_g}{\dfrac{RCs+1}{RK} + Cs(1+K_1)}. \quad \text{(XVIII. 64)}$$

При весьма большом значении K уравнение (XVIII. 64) сводится к виду

$$E_{вых} = -\frac{E_{вх}}{RCs} \pm \frac{I_g}{Cs(1+K_1)}. \quad \text{(XVIII. 65)}$$

Таким образом, при разделении каналов низкой и высокой частоты с помощью дополнительной цепи обратной связи ошибка, возникающая под влиянием сеточных токов, уменьшается в $(1 + K_1)$ раз. При этом следует применять удвоенное количество стирофлексовых конденсаторов и обеспечить точную подгонку постоянных времени обеих цепей обратной связи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Байда Л. И. и Семенкович А. А., Электронные усилители постоянного тока, Госэнергоиздат, 1953.
2. Бонч-Бруевич А. М., Применение электронных ламп в экспериментальной физике, Гостехиздат, 1951.
3. Гуров В. В., Коган Б. Я., Таланцев А. Д., Трапезников В. А., Новая электронная аппаратура моделирования ИАТ АН СССР, «А и Т», № 1, 1956.
4. Гутенмахер Л. И., Электрические модели, АН СССР, 1949.
5. Гутенмахер Л. И., Корольков Н. В., Виссонова И. А., Клабукова Л. С., Кузьминок Г. К., Руководство по электронно-ламповым интеграторам типа ЭЛИ, АН СССР, 1952.
6. Коган Б. Я., Моделирование процессов автоматического регулирования, Сборник ВНИТОЭ, Техника автоматического регулирования, 1951.
7. Корн Г. и Корн Т., Электронные моделирующие устройства, ИЛ, М. 1955.
8. Круг К. А., Основы электротехники, т. I и II, Госэнергоиздат, 1946.
9. Мееров М. В., Основы автоматического регулирования электрических машин, Госэнергоиздат, 1952.
10. Ризкин А. А., Основы теории усилительных схем, изд. «Советское радио» 1951.
11. Соколов А. А., Электронные усилители постоянного тока, «Электричество», № 10, 1949.

12. Таланцев А. Д., Стабилизированный решающий элемент электронной модели, Труды II Всесоюзной конференции по теории автоматического регулирования, т. III, АН СССР, 1955.

12а. Шнайдман М. А., Исследование точности решающих элементов модели, «А и Т», № 2, 1953.

13. Buckerfield PIT — The parallel — «T»DC. Amplifier, A Low-drift Amplifier with wide frequency response; «The Proccedings of the Institution of Electr. Engineers», part II, vol. 99, № 11, October 1952, London.

14. Golgbery E. A., Stabilisation of D-C Amplifiers, «RCA Rev.», 11, 296 (1950).

15. Hamer H., A Stabilized Driftless Analog Integrator, «IRE Transactions», vol. EC-3, № 4, December 1954.

16. Menelay and Morrill L. D., Linear Electronic Analog Computer Desighn, Proceedings of the National Electronics Conference vol. V, 1949.

17. Ragazzini I. R., Randall R. H., Russell F. A., Analysis of Problems in Dynamic by Electric. Circuits. Proc I R. E. 444—452 May 1947.

ГЛАВА XIX

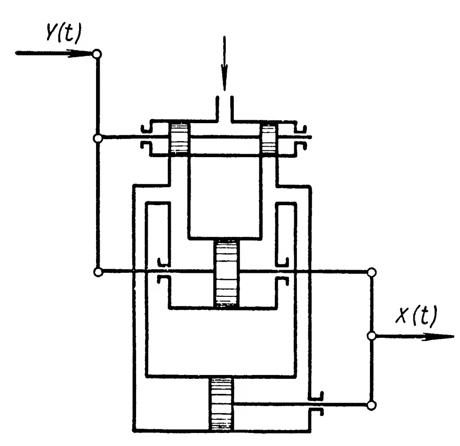
ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ И ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

В настоящей главе рассматриваются только основные корректирующие элементы из числа применяемых в гидравлических и пневматических системах управления и регулирования, а именно такие устройства, задача которых ограничивается преобразованием величин, — дифференциаторы, интеграторы, квадраторы.

В ряде случаев к корректирующим элементам могут быть отнесены также сумматоры, линеаризаторы и устройства, осуществляющие в системе особые функциональные зависимости, обусловленные какими-либо особенностями управляемого или регулируемого объекта.

1. ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Дифференциаторы. Рассмотрим гидравлический дифференциатор, схема которого приведена на фиг. XIX. 1.



Фиг. XIX. 1. Схема гидравлического дифференциатора:

y (t) — управляющее воздействие; *x (t)* — выход.

Передаточные функции элементов схемы в линейном приближении определяются по формулам:

для сервомотора и золотника с обратной связью

$$KW_1(s) = \frac{k_1}{T_1 s + 1}; \qquad \text{(XIX. 1)}$$

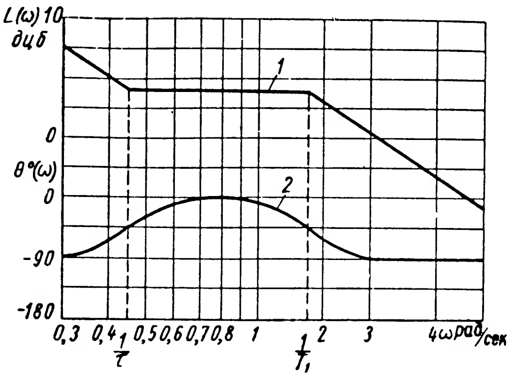
для сервомотора без обратной связи

$$KW_2(s) = \frac{k_2}{T_2 s}. \qquad \text{(XIX. 2)}$$

Применяя принцип суперпозиции, найдем общую передаточную функцию дифференциатора:

$$KW_3(s) = \frac{\tau s + 1}{T_2' s (T_1 s + 1)}. \qquad \text{(XIX. 3)}$$

Выражение (XIX. 3) и схема, представленная на фиг. XIX. 2, на которой даны возможные частотные характеристики данного устройства, показывают, что при достаточно большом коэффициенте усиления k_2 и достаточно малой постоянной времени T_1 при помощи такой схемы можно получить эффект, подобный дифференцированию в требуемом диапазоне частот, если сервомотор с постоянной времени T_2 используется в качестве исполнительного элемента системы управления или регулирования.



Фиг. XIX. 2. Частотные характеристики гидравлического дифференциатора:

$L(\omega)$ — коэффициент усиления в децибелах; $\theta^\circ(\omega)$ — фаза в градусах; ω — частота в рад/сек; τ, T_1 — постоянные времени в сек.; 1 и 2 — амплитудная и фазовая характеристики.

Несколько больший эффект может быть получен при видоизменении схемы дифференциатора (фиг. XIX. 3). В соответствии с обозначениями, принятыми на фигуре, а также в соответствии с уравнениями

$$\left.\begin{aligned} Q_2 &= \frac{kc}{F_z}\, z, \\ Q_3 &= F_z\, \frac{dz}{dt} \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XIX. 4)}$$

получим

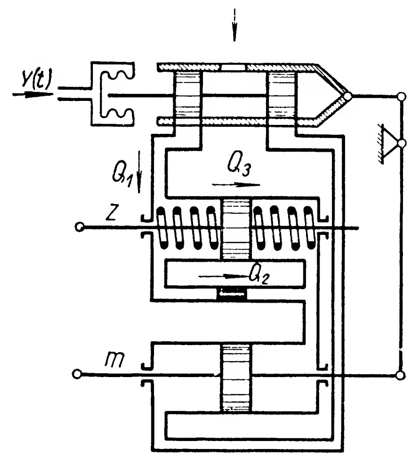
$$F_z \frac{dz}{dt} + \frac{kc}{F_z}\, z = F_m \frac{dm}{dt}. \qquad \text{(XIX. 5)}$$

Учитывая, что

$$Q_2 + Q_3 = \varkappa_1 y - \varkappa_2 m, \qquad \text{(XIX. 6)}$$

найдем передаточную функцию дифференциатора, которая при достаточно малой площади F_z приближенно может быть приведена к виду

$$KW_1(s) = \frac{\tau s}{Ts + 1}, \qquad \text{(XIX. 7)}$$



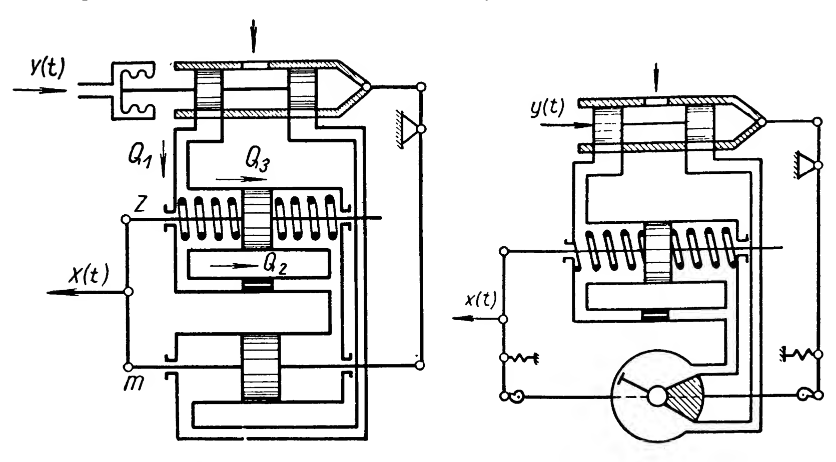
Фиг. XIX. 3. Схема гидравлического дифференциатора:

$y(t)$ — управляющее воздействие; z — перемещение дифференцирующего поршня; m — перемещение поршня сервомотора; Q_1, Q_2, Q_3 — расходы жидкости.

где

$$\tau = \frac{\varkappa_1 F_m F_z}{\varkappa_2 kc}\ \text{[сек.]}; \qquad T = \frac{F_m}{\varkappa_2}\ \text{[сек.]}.$$

Таким образом, данная схема обеспечивает приближенное дифференцирование входного сигнала в определенном диапазоне частот.



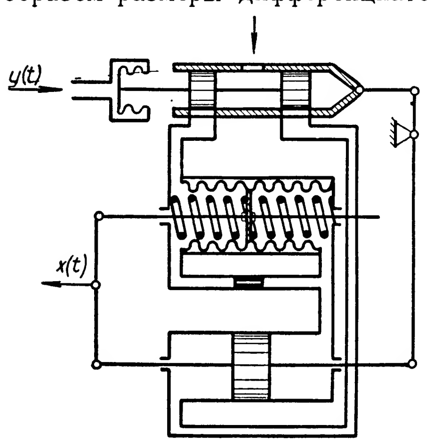
Фиг. XIX. 4. Схема гидравлического дифференциатора с выходной функцией вида $a_1\dot{\varphi} + a_2\varphi$:

$y(t)$ — управляющее воздействие; z—перемещение поршня дифференциатора; m — перемещение поршня сервомотора; $x(t)$—выход; Q_1, Q_2, Q_3—расходы жидкости.

Фиг. XIX. 5. Схема дифференцирующего устройства с поворотным сервомотором:

$y(t)$ — управляющее воздействие; $x(t)$ — выход.

Выражение (XIX. 7) показывает, что, подбирая соответствующим образом размеры дифференциатора и коэффициенты усиления золотника $\varkappa_1$ и обратной связи $\varkappa_2$, можно на частоте среза стабилизируемой системы управления получить избыток фазы, необходимый для обеспечения устойчивости и надежной работы системы.



Фиг. XIX. 6. Схема дифференцирующего устройства с сильфонами:

$y(t)$ — управляющее воздействие; $x(t)$ — выход.

Для получения выходного сигнала дифференциатора, пропорционального сумме вида $a_1\dot{\varphi} + a_2\varphi$, достаточно несколько изменить схему дифференциатора (фиг. XIX. 4).

Дифференциатор может быть использован как в качестве последовательного, так и в качестве параллельного корректирующего звена.

То же дифференцирующее устройство может быть применено и в схемах с поворотным сервомотором (фиг. XIX. 5). Вариант дифференциатора с сильфонным преобразователем показан на фиг. XIX. 6.

Схема гидравлического дифференциатора, обеспечивающего эффект приближенного дифференцирования по второй производной, приведена на фиг. XIX. 7.

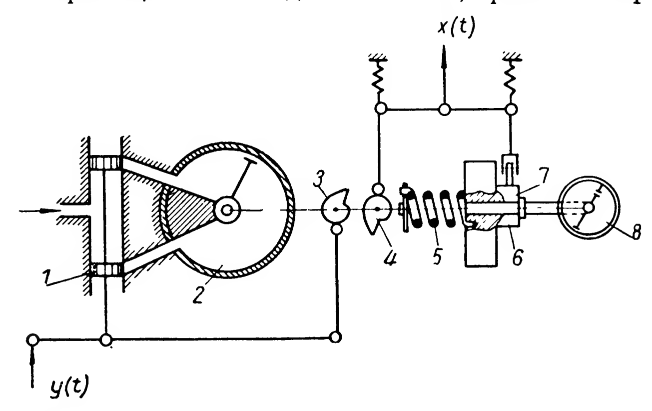
В пределах линейных отклонений для элементов схемы, показанной на фиг. XIX. 7, получим

$$T_1 \frac{dm_1}{dt} + m_1 = y(t)$$

и

$$M \frac{d^2 m_2}{dt^2} + k \frac{dm_2}{dt} + c_2 m_2 = c_1 m_1, \qquad \text{(XIX. 8)}$$

где $y(t)$ — задающее воздействие;
m_1 — перемещение сервомотора;
T_1 — постоянная времени сервомотора;
m_2 — перемещение груза;
M — масса груза;
k — коэффициент пропорциональности;
c_1, c_2 — коэффициенты жесткости пружин;
$x(t)$ — перемещение выходного штока, равное $am_1 + bm_2$.



Фиг. XIX. 7. Схема элемента, осуществляющего дифференцирование по второй производной:

$y(t)$ — управляющее воздействие; $x(t)$ — выход; 1 — золотник; 2 — сервомотор; 3 и 4—кулачки; 5 — пружина; 6 —масса; 7 — кулачок; 8 — катаракт.

На основании уравнений (XIX. 8) получим передаточную функцию корректирующего элемента:

$$KW(s) = \frac{\tau^2 s^2 + 2\zeta\tau s + 1}{(T_2^2 s^2 + 2\zeta_2 T_2 s + 1)(T_1 s + 1)}, \qquad \text{(XIX. 9)}$$

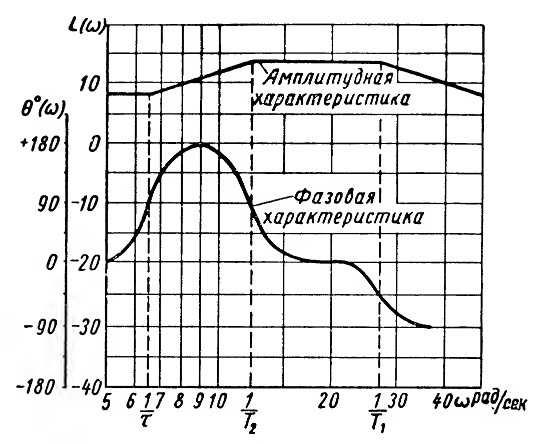
где

$$\tau = \sqrt{\frac{m_{20} M}{m_{10} c_2 \left(\frac{m_{20}}{m_{10}} + c_1\right)}};$$

$$\zeta = \frac{k}{2\sqrt{\frac{m_{20} M}{m_{10} c_2 \left(\frac{m_{20}}{m_{10}} + c_1\right)}}}; \qquad T_2 = \sqrt{\frac{M}{c_2}}; \quad \zeta_2 = \frac{k}{2\sqrt{\frac{M}{c_2}}}.$$

На фиг. XIX. 8 приведены примерные частотные характеристики устройства, показанного на фиг. XIX. 7.

Выражение (XIX. 9) и фиг. XIX. 8 показывают, что в определенном интервале частот, зависящем от выбора параметров дифференцирующего элемента, в данной схеме можно получить эффект дифференцирования, приближающийся к эффекту, создаваемому идеальным дифференциатором второго порядка.



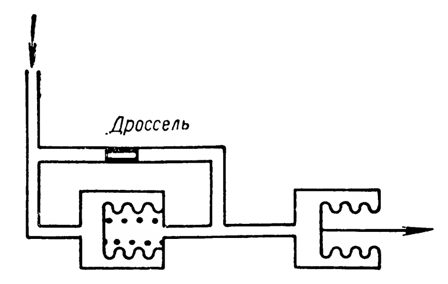
Фиг. XIX. 8. Частотные характеристики дифференцирующего устройства, осуществляющего дифференцирование по второй производной:

$L(\omega)$ — коэффициент усиления в децибелах; $\theta^{\circ}(\omega)$ — фаза в градусах; (ω) — частота в рад/сек; τ, T_1 и T_2 — постоянные времени в сек.

Рассмотренные выше гидравлические дифференцирующие элементы относятся по существу к классу активных, так как одновременно с дифференцированием они выполняют также усиление сигнала.

Из пассивных дифференцирующих элементов можно упомянуть часто применяемую схему с гидравлическим дросселем, изображенную на фиг. XIX. 9, которая при достаточной длине капиллярного дросселя обладает свойствами дифференциатора.

Выше были приведены лишь динамические характеристики дифференциаторов. В статике такие устройства практически не дают остаточной ошибки, а зона их нечувствительности зависит в основном от конструктивного выполнения. Обычно она составляет от 1 до 5% от максимальной амплитуды колебаний скорости или ускорения.



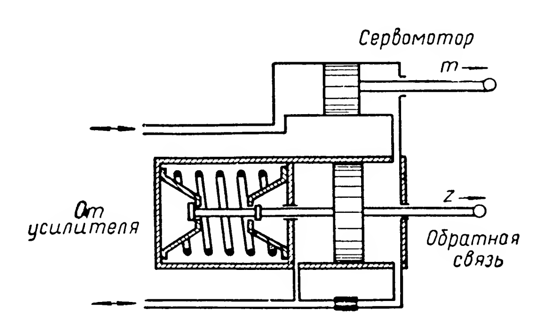
Фиг. XIX. 9. Схема гидравлического пассивного дифференциатора.

Гидравлические изодромные устройства (фиг. XIX. 10), обычно применяемые в цепях обратных связей, в ряде случаев благодаря создаваемому ими эффекту могут быть использованы как приближенные дифференцирующие элементы.

Передаточная функция таких устройств имеет вид

$$KW(s) = \frac{\beta T_i s}{T_i s + 1}. \qquad \text{(XIX. 10)}$$

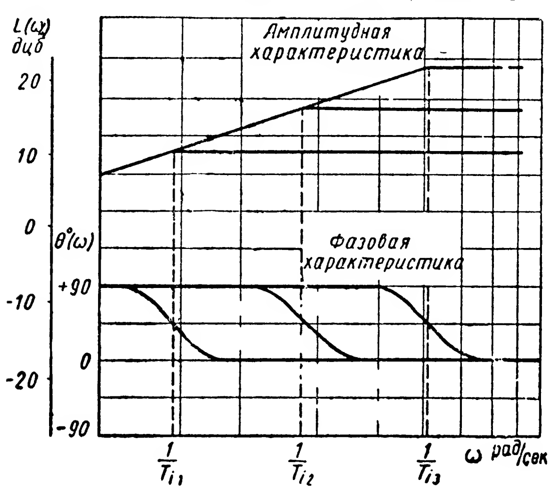
На фиг. XIX. 11 приведены частотные характеристики изображенного на фиг. XIX. 10 изодромного устройства для различных значений постоянной времени T_i. Такое устройство способно в ограниченном интервале частот, зависящем от отношения выбранной постоянной времени изодрома к постоянным времени других звеньев цепи управления или регулирования, создавать известное опережение по фазе.



Фиг. XIX. 10. Схема изодромного элемента: m — перемещение поршня сервомотора; z — перемещение поршня изодрома.

Импеллеры, описанные в разделе I как измерители скорости, могут быть также использованы при разработке гидравлических и пневматических дифференцирующих элементов.

В качестве примера гидравлического корректирующего элемента, дающего возможность введения в регулятор сигнала, пропорционального первой производной, рассмотрим систему (фиг. XIX. 12).



Фиг. XIX. 11. Частотные характеристики изодромного элемента:

$L(\omega)$ — коэффициент усиления в децибелах; $\theta°(\omega)$ — фаза в градусах; T_i — постоянная времени в сек.

Предположим, что вследствие импульса Δp, одинакового с импульсом, поступающим на сильфоны *1*, золотник *2* корректора *3* сместится вниз. В результате этого поршень *4* корректора также опускается, обусловливая перемещение корректора до выключения золотника со стороны обратной связи.

При постоянном перепаде Δp на сильфонах поршень корректора всегда находится в среднем равновесном положении.

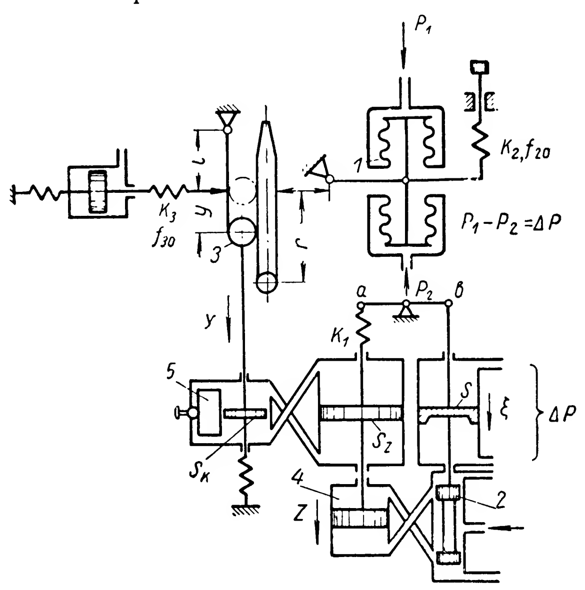
В случае изменения величины Δp с определенной скоростью смещение корректора прямо пропорционально этой скорости, так как жидкостное сопротивление изодромного устройства, уравновешивающее силу его нулевой пружины, будет прямо пропорционально изменению перепада на поршне корректора, т. е. скорости перемещения золотника. При

уменьшении скорости изменения Δp корректор поднимается, а при возрастании скорости опускается. Смещение корректора изменяет моменты сил, действующих на струйную трубку:

$$x\left[r\left(k_1 i_2^2 + i_2^2 k_2\right) + k_3 \frac{l^2 (r-y)}{r(l+y)}\right] =$$

$$= r\left[i_2 f_{20} k_2 - k_3 f_{30} \frac{l(r-y)}{(l+y)r}\right], \qquad \text{(XIX. 11)}$$

где f_{20}, f_{30} — начальные прогибы;
l, r, y — плечи рычагов.



Фиг. XIX. 12. Схема активного дифференцирующего элемента.

Уравнение жесткой обратной связи корректирующего элемента имеет вид

$$S\Delta p = k_1\left(\Delta z + \Delta s \cdot \frac{a}{b}\right)\frac{a}{b}; \quad \frac{a}{b} = i. \qquad \text{(XIX. 12)}$$

В безразмерной форме уравнение (XIX. 12) принимает вид

$$\frac{\Delta p}{p_{\max}} = \frac{2}{\delta}\vartheta_1 = \frac{ik_1 z}{Sp_{\max}}\xi + \frac{ki^2 s_{\max}\sigma}{Sp_{\max}}.$$

Замечая, что $\frac{iks_{\max}}{2Sp_{\max}} = 1$ и обозначая

$$\frac{is_{\max}}{z_{\max}} = \alpha; \quad \frac{\Delta s}{s_{\max}} = \sigma,$$

получим

$$\vartheta_1 = \delta\xi + \delta\alpha\sigma. \qquad \text{(XIX. 13)}$$

Уравнение сервомотора имеет вид

$$T_z\dot{\xi} = \sigma. \qquad \text{(XIX. 14)}$$

Перемещение корректора определяется уравнением объемного расхода:

$$S_t\frac{dz}{dt} = S_k\frac{dy}{dt} + V_k \qquad \text{(XIX. 15)}$$

или

$$V_k = h_k\frac{k_2 Y}{S_k}, \qquad \text{(XIX. 16)}$$

где V_k — расход масла, перепускаемого через дроссель;
h_k — коэффициент пропорциональности.

Подставляя выражение (XIX. 16) в формулу (XIX. 15), поделив все члены на $S_k Y_{max}$ и обозначая $\frac{Y}{Y_{max}} = \eta$, получим

$$\frac{S_z z_{max}}{S_k Y_{max}}\cdot\dot{\xi} = \dot{\eta} + \frac{h_k k_2}{S_k^2}\eta,$$

или

$$T_k\dot{\eta} + \eta - \beta T_k\dot{\xi} = 0, \qquad \text{(XIX. 17)}$$

где

$$T_k = \frac{S_k^2}{h_k k_2} = \frac{S_k Y}{h_k\frac{k_2 y}{\frac{S_k}{8}}} = \frac{Q}{h_k\Delta p_k} = \frac{Q}{V_k}; \qquad \text{(XIX. 18)}$$

Выражение (XIX. 18) показывает, что постоянная времени $T_к$ численно равна времени, которое потребовалось бы для возвращения поршня и гидравлического корректора к среднему положению при смещении его на величину y и при условии постоянства расхода масла, перепускаемого через дроссель изодрома.

Исследование работы корректирующего элемента с учетом уравнения $T_1\dot{\vartheta}_1 + \vartheta_1 = \vartheta$ показывает, что гидравлический корректор обусловливает введение упреждающего импульса. Общее уравнение корректирующего элемента на основании уравнений (XIX. 13), (XIX. 14) и (XIX. 17) имеет вид

$$\dddot{\eta} + \left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{\alpha T_z} + \frac{1}{T_k}\right)\ddot{\eta} + \left(\frac{1}{T_1 T_k} + \frac{1}{\alpha T_z T_1} + \frac{1}{\alpha T_z T_k}\right)\dot{\eta} +$$

$$+ \frac{1}{\alpha T_z T_k T_1}\eta = \frac{\beta}{\delta\alpha T_z T_1}\dot{\vartheta}. \qquad \text{(XIX. 19)}$$

Решается это уравнение следующим образом:

$$\eta = C_1 e^{-\frac{t}{T_1}} + C_2 e^{-\frac{t}{\alpha T_z}} + C_3 e^{-\frac{t}{T_\kappa}} + \bar{\eta}. \qquad \text{(XIX. 20)}$$

При $t = 0$

$$\eta_0 = \dot{\eta}_0 = \ddot{\eta}_0 = 0 \text{ и } \dot{\vartheta} = \vartheta_0 = \text{const}.$$

Отсюда постоянные интеграции C_i имеют вид

$$\left.\begin{aligned} C_1 &= \frac{\beta\dot{\vartheta}_0}{\delta} \cdot \frac{T_1^2 \cdot T_\kappa}{(T_\kappa - T_1)(T_1 - \alpha T_z)}; \\ C_2 &= \frac{\beta\dot{\vartheta}_0}{\delta} \cdot \frac{\alpha^2 T_z^2 T_\kappa}{(T_\kappa - \alpha T_z)(T_1 - \alpha T_z)}; \\ C_3 &= \frac{\beta\dot{\vartheta}_0}{\delta} \cdot \frac{T_\kappa^3}{(T_\kappa - T_1)(T_\kappa - \alpha T_z)}. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XIX. 21)}$$

Формула (XIX. 20) показывает, что стационарное отклонение корректора $\bar{\eta} = \frac{\beta T_\kappa}{\delta}\dot{\vartheta}_0$ пропорционально скорости изменения входного импульса $\dot{\vartheta}_0$.

Для усиления эффекта упреждения корректора следует увеличивать постоянную времени T_κ. Это достигается введением дополнительного гидравлического сопротивления, увеличением значения β и уменьшением величины δ.

Инерционность корректора зависит от тех же параметров. При увеличении постоянной T_κ увеличивается запаздывание корректора, а при уменьшении δ ухудшается сходимость собственных переходных процессов в корректоре.

Если входная величина гидравлического корректора изменяется по закону $\dot{\vartheta}_0(t) = \frac{n}{2} t^2$, то выходная величина определяется по формуле

$$\eta = C_1 e^{-\frac{t}{T_1}} + C_2 e^{-\frac{t}{\alpha T_z}} + C_3 e^{-\frac{t}{T_\kappa}} + \\ + \frac{\beta T_\kappa}{\delta} \vartheta (t - T_1 - T_\kappa - \alpha T_z), \qquad \text{(XIX. 22)}$$

где

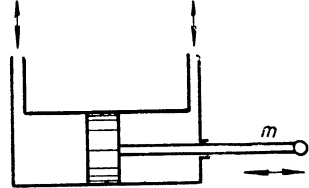
$$\left.\begin{aligned} C_1 &= -\frac{\beta T_\kappa}{\delta} \cdot \frac{T_1^3 n}{(T_\kappa - T_1)(T_1 - \alpha T_z)}; \\ C_2 &= -\frac{\beta T_\kappa}{\delta} \cdot \frac{n\alpha^3 T_z^3}{(T_\kappa - \alpha T_z)(T_1 - \alpha T_z)}; \\ C_3 &= -\frac{\beta T_\kappa}{\delta} \cdot \frac{T_\kappa^3 n}{(T_\kappa - T_1)(T_\kappa - \alpha T_z)}. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XIX. 23)}$$

Как показывает формула (XIX. 22), величина $\eta(t)$ характеризует скорость нарастания параметра. Однако следует указать, что корректор реагирует на изменение скорости входного сигнала с некоторым запаздыванием:

$$\bar{\eta}(t) = \frac{\beta T_{\kappa}}{\delta} \vartheta (t - T_1 - T_{\kappa} - \alpha T_z).$$

Интеграторы. Интегрирующие элементы, которые применяются в гидравлических и пневматических системах управления и регулирования, обычно значительно проще дифференцирующих элементов как по схеме, так и по конструкции.

К наиболее распространенным интегрирующим элементам относится обычный сервомотор, изображенный на фиг. XIX. 13, сообщающий системе астатизм первого порядка.



Фиг. XIX. 13. Схема гидравлического интегратора.

Как известно, передаточная функция такого устройства относительно выходной координаты имеет вид

$$KW(s) = \frac{1}{T_c s}. \qquad \text{(XIX. 24)}$$

В случае необходимости могут применяться двухкаскадные интегрирующие устройства, например устройства, состоящие из двух последовательно включенных гидравлических сервомоторов. В этом случае передаточная функция интегратора имеет вид

$$KW(s) = \frac{1}{T_c^2 s^2}. \qquad \text{(XIX. 25)}$$

При использовании такого интегратора исключаются ошибки по положению и скорости и, следовательно, остается только ошибка по ускорению.

Наибольший интерес представляет использование интегрирующих звеньев в различных комбинациях с другими звеньями структурных схем регулирования; тем самым достигается изменение динамических свойств системы управления.

В качестве примера можно привести рассмотренную выше схему дифференциатора с применением интегрирующего звена (см. фиг. XIX. 1 и XIX. 3).

На фиг. (XIX. 14) представлена схема с использованием интегрирующего звена в цепи обратной связи, охватывающей апериодическое звено. По такой схеме может быть, например, построен обычный сервомотор с золотниковым усилителем и местной жесткой обратной связью.

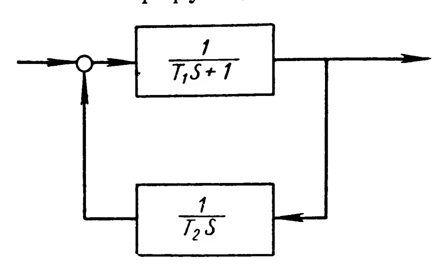
Передаточная функция такого блока имеет вид

$$KW(s) = \frac{T_2 s}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}, \qquad \text{(XIX. 26)}$$

где T_1 и T_2 — постоянные времени.

Применение интегрирующего звена в цепи обратной связи дает возможность значительно повысить быстродействие системы, не ухудшая ее фазовой характеристики (фиг. XIX. 15).

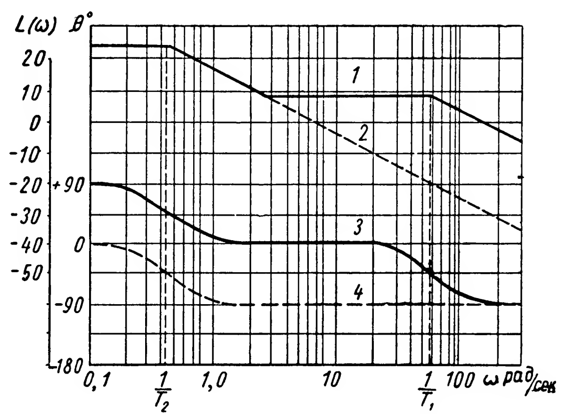
Применение в системах автоматического управления и регулирования интегрирующих звеньев обычно улучшает динамические характеристики системы и повышает ее статические качества за счет уменьшения статической ошибки.



Фиг. XIX. 14. Структурная схема с интегрирующим звеном в цепи обратной связи.

Квадраторы. Квадраторы могут быть отнесены к корректирующим элементам как преобразователи, способные изменять коэффициент усиления системы автоматического управления или регулирования на различных стадиях ее движения. При этом фазовая характеристика системы может и не изменяться.

Переменный коэффициент усиления способствует повышению динамических свойств системы, поскольку он обеспечивает наивыгоднейшее значение коэффициента усиления для различных положений и состояний системы управления в целом. В частности, может быть повышено как быстродействие системы, так и ее точность.

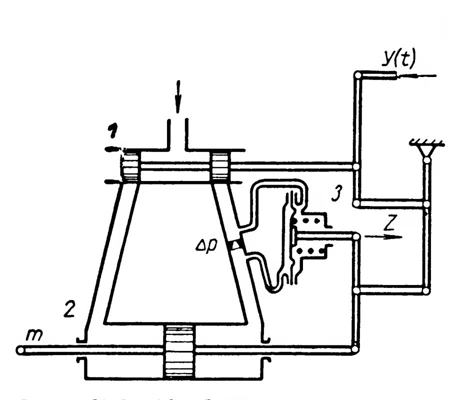


Фиг. XIX. 15. Частотные характеристики системы, изображенной на фиг. XIX. 14:

$L(\omega)$ — коэффициент усиления в децибелах; $\theta°(\omega)$ — фаза в градусах; 1 и 3 — амплитудная и фазовая характеристики блока; 2 и 4 — амплитуда и фазовая характеристика для системы без интегрирующего звена в цепи обратной связи.

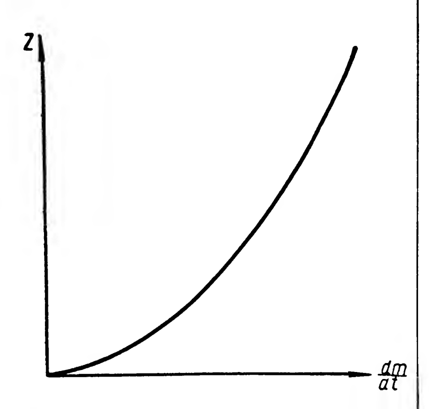
Квадраторы могут быть использованы в цепях обратной связи системы (фиг. XIX. 16). В этом случае сигнал, снимаемый с диафрагмы в виде перепада давления рабочей жидкости, подаваемой в сервомотор, будет пропорционален квадрату расхода жидкости или скорости сервомотора:

$$\Delta p = k\left(\frac{dm}{dt}\right)^2, \qquad (XIX. 27)$$



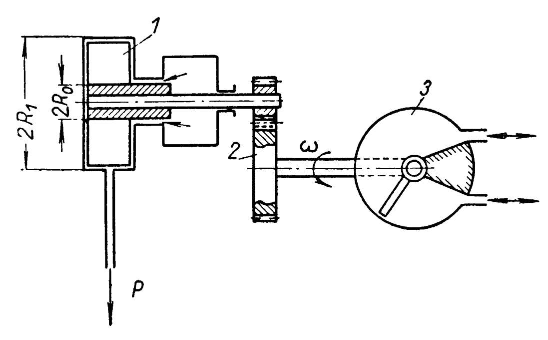
Фиг. XIX. 16. Схема квадратора в цепи обратной связи сервомеханизма:

y (*t*) — управляющее воздействие; *z* — перемещение штока квадратора; *1* — золотник; *2* — сервомотор; *3* — квадратор.



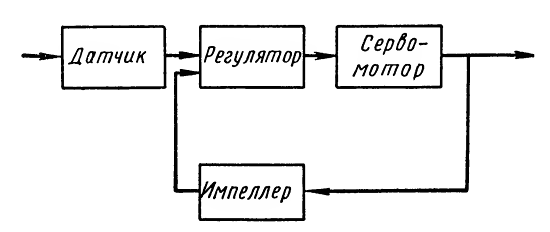
Фиг. XIX. 17. Статическая характеристика квадратора:

z — перемещение штока: $\frac{dm}{dt}$ — скорость сервомотора.



Фиг. XIX. 18. Схема гидравлического квадратора с импеллером:

1 — импеллер; *2* — ускоритель; *3* — сервомотор.



Фиг. XIX. 19. Структурная схема системы с импеллером в качестве квадратора.

где m — перемещение поршня сервомотора;

k — коэффициент пропорциональности.

Полученный таким образом сигнал может быть использован для образования квадратичной скоростной обратной связи. Статическая характеристика данного квадратора показана на фиг. XIX. 17.

Другая схема квадратора показана на фиг. XIX. 18. Соединенный с выходным валом поворотного сервомотора импеллер создает на выходе давление жидкости, пропорциональное квадрату угловой скорости вала:

$$p = \frac{\gamma}{g} \cdot \omega^2 \left(R_1^2 - R_0^2\right), \qquad \text{(XIX. 28)}$$

де γ — удельный вес жидкости;

g — ускорение силы тяжести;

ω — угловая скорость вала;

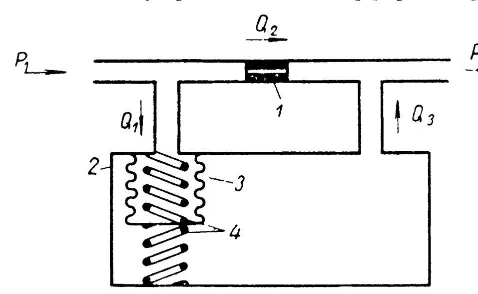
R_1 и R_0 — радиусы лопатки импеллера.

Давление, создаваемое импеллером, подводится в качестве сигнала обратной связи к системе управления или регулятору (фиг. XIX. 19).

2. ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Корректирующие элементы, применяемые в пневматических системах регулирования и управления в значительной степени аналогичны гидравлическим элементам.

Дифференциаторы. Наиболее распространены в пневматических системах управления дифференцирующие элементы, основанные на использовании принципа дросселирования потока сжатого газа (воздуха) в соединении с емкостями, включаемыми последовательно и параллельно с дросселем (фиг. XIX. 20).



Фиг. XIX. 20. Схема пневматического дифференциатора:

1 — дроссель; 2 — объем; 3 — сильфон; 4 — пружины.

Передаточную функцию этого устройства, учитывая промежуточный объем и пренебрегая малым влиянием сжимаемости газа, можно представить следующим образом:

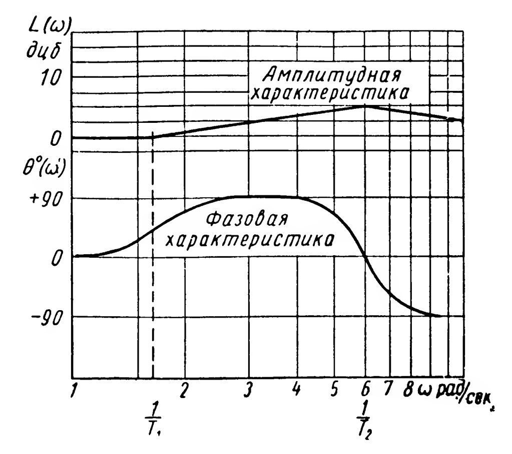
$$KW(s) = \frac{T_1 s + 1}{T_2^2 s^2 + 2\zeta T_2 s + 1}, \qquad \text{(XIX. 29)}$$

где постоянные T_1, T_2 и ζ зависят только от параметров газа и размеров дифференцирующего элемента.

Примерные частотные характеристики схемы, изображенной на фиг. XIX. 20, приведены для единичного коэффициента усиления на фиг. XIX. 21.

Другая, часто применяющаяся в цепях обратной связи пневматических регуляторов и систем управления схема дифференцирующего элемента, показана на фиг. XIX. 22. Передаточную функцию блока, в цепи обратной связи которого применена дифференцирующая схема (фиг. XIX. 23), если пренебречь сжимаемостью воздуха, можно определить по формуле при $k \gg 1$

$$KW(s) \approx \frac{Ts+1}{T's+1}, \quad \text{(XIX. 30)}$$



Фиг. XIX. 21. Частотные характеристики пневматического дифференциатора:

$L(\omega)$ — коэффициент усиления в децибелах; $\theta^\circ(\omega)$ — фаза в градусах; ω — частота в рад/сек.

где обозначено

$$T = \frac{1}{\varkappa}\left[\frac{V}{RT} + \frac{\gamma F_c^2}{c}\right],$$

$$T' = \frac{T}{k},$$

где k — коэффициент усиления звена, шунтированного обратной связью;

V — объем, в котором помещен сильфон;

R — газовая постоянная;

T — температура воздуха в системе;

F_c — эффективная площадь сильфона;

c — суммарная жесткость сильфона и пружины;

γ — удельный вес воздуха;

$\varkappa$ — коэффициент пропорциональности.

Примерные частотные характеристики блока при достаточно большом коэффициенте усиления k показаны на фиг. XIX. 24.

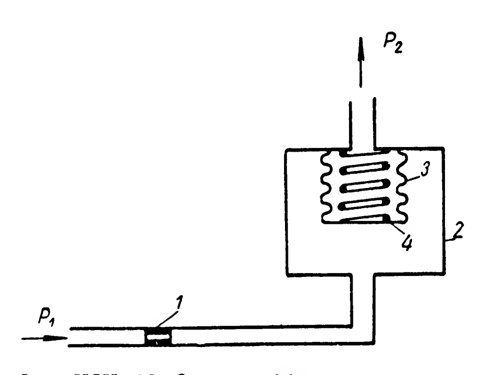
Видоизмененная схема подобного дифференцирующего устройства с сигналом вида $a_1\dot{\varphi} + a_2 \varphi$ представлена на фиг. XIX. 25.

Дифференцирующий эффект в системах управления, основанных на пневматическом принципе действия, может быть получен также при параллельном включении пневматических сервомоторов. Однако передаточная функция в этом случае будет более сложной. Для единичного возмущения, например, она имеет вид [1]

$$KW(s) = \frac{\tau^2 s^2 + 2\zeta_1 \tau s + 1}{s\left(T_{22}^2 s^2 + 2\zeta_2 T_{22} s + 1\right)\left(T_{12}^2 s + 1\right)}, \quad \text{(XIX. 31)}$$

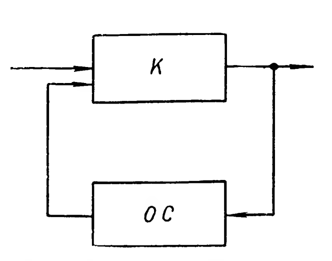
---

[1] Вывод см. в 1-й части книги.



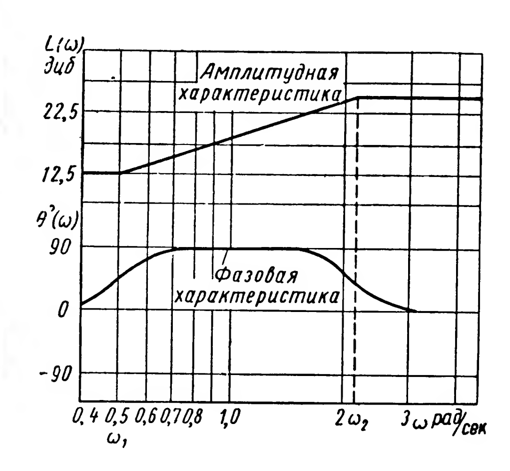
Фиг. XIX. 22. Схема дифференцирующего элемента:

1 — дроссель; *2* — объем; *3* — сильфон; *4* — пружина.



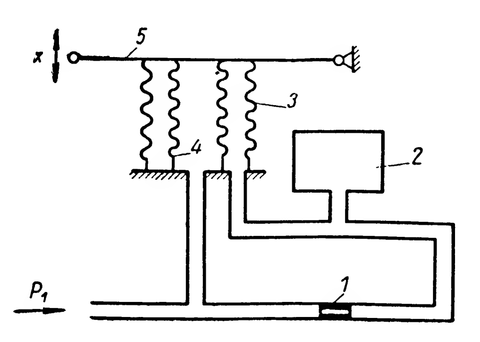
Фиг. XIX. 23. Структурная схема с дифференциатором в цепи обратной связи:

K—звено с коэффициентом усиления *K*; *OC* — звено обратной связи.



Фиг. XIX. 24. Частотные характеристики дифференцирующего элемента:

L (ω) — коэффициент усиления в децибелах; θ°(ω)—фаза в градусах; ω — частота в рад/сек.



Фиг. XIX. 25. Схема дифференцирующего элемента:

1 — дроссель; *2* — объем; *3* и *4* — сильфоны; *5* — рычаг обратной связи; *x* —перемещение рычага обратной связи; p_1 — управляющее давление.

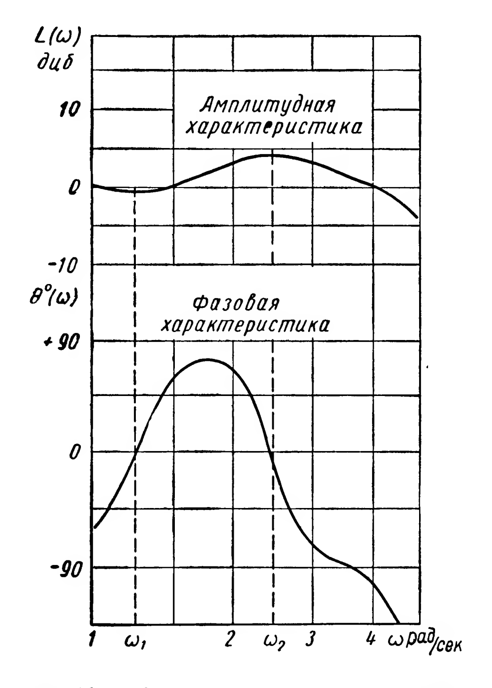
где

$$T_{12} = f_1 (P_1;\ \gamma_1;\ V_1;\ T_1);\ T_{22} = f_2 (P_2;\ \gamma_2; V_2; T_2);$$

$$\tau = \sqrt{T_{12}^2 + T_{22}^2};$$

ζ_1 и ζ_2 — коэффициенты демпфирования;
V_1 и F_1 — объем и площадь поперечного сечения статического сервомотора;
V_2 и F_2 — объем и площадь поперечного сечения астатического сервомотора;
T_1 и T_2 — температура газа (воздуха);
и P_2 — начальные давления газа (воздуха);
γ_1 и γ_2 — удельные веса газа в статическом и астатическом сервомоторах.

Примерные частотные характеристики, изображенные на фиг. XIX. 26, показывают, что в зависимости от выбранных размеров сервомоторов можно в определенном диапазоне частот $\omega_1 - \omega_2$ получить некоторый избыток фазы. При известном коэффициенте усиления можно также повысить быстродействие системы управления.



Фиг. XIX. 26. Частотные характеристики дифференцирующего элемента.

Интеграторы. К наиболее простым интегрирующим элементам пневматических систем управления и регулирования можно отнести обычные мембранные сервомоторы без обратных связей.

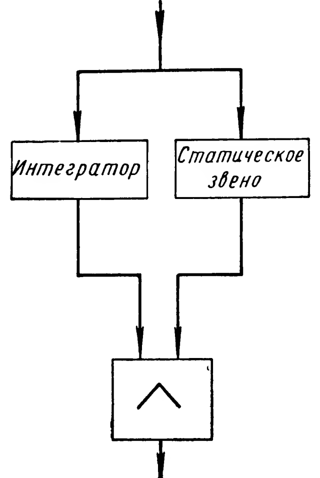
Для получения закона управления с интегральным членом вида $b_1 \varphi + b_2 \int \varphi dt$ интегрирующее звено может быть выполнено в виде последовательного элемента, включаемого в цепь управления параллельно статическому звену (фиг. XIX. 27 и XIX. 28).

Передаточная функция блока определяется по формуле

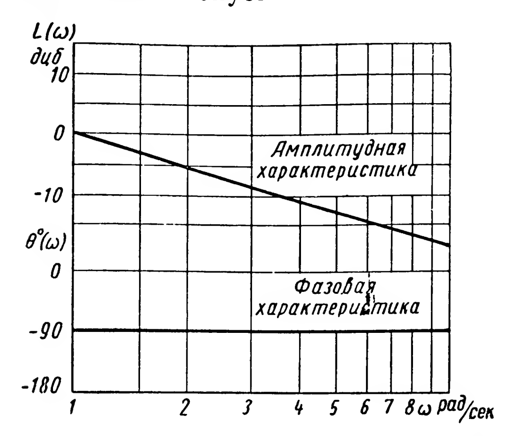
$$KW(s) = \frac{(T_1 + T_2 k) s + 1}{T_2 s (T_1 s + 1)}.$$

На фиг. XIX. 29 показана схема интегрирующего элемента, нередко применяемого в пневматических системах автоматического регулирования.

При выводе передаточной функции этой системы опустим влияние измене-



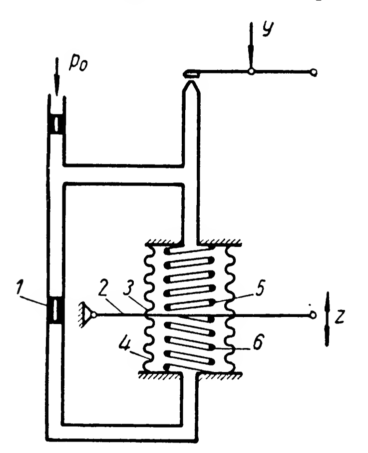
Фиг. XIX. 27. Структурная схема блока системы управления с интегратором.



Фиг. XIX. 28. Частотные характеристики блока системы управления с интегратором:

$L(\omega)$ — коэффициент усиления в децибелах; $\theta^\circ(\omega)$ — фаза в градусах; ω — частота в рад/сек.

ния объема сильфонов, которые принимаем одинаковыми. Течение газа через дроссель принимаем ламинарным.



Фиг. XIX. 29. Схема интегрирующего элемента:

1 — дроссель; *2* — рычаг обратной связи; *3* и *4* — сильфоны; *5* и *6* — пружины; p_0 — давление питания; y — управляющее воздействие; z — координата рычага обратной связи.

Введем обозначения:

p_0 — давление питания;
p_1 — выходное давление;
p' — давление в сильфоне;
G_1 — расход газа через дроссель;
G_2 — расход газа в сильфоне;
F — эффективная площадь сильфона;
R — газовая постоянная;
T — температура газа;
c — жесткость пружин;
V — объем камеры сильфона;
z — перемещение сильфона.

Для расхода газа через дроссель *1* получим

$$\Delta G_1 = k(\Delta p_1 - \Delta p'), \quad \text{(XIX.32)}$$

где

$$k = \frac{d^4\gamma}{40{,}76\mu l};$$

где μ — вязкость газа;

d — диаметр капилляра;

f — проходное сечение капилляра;

l — длина капилляра;

γ — удельный вес газа.

Из условия равновесия сил, действующих на рычаг обратной связи, получим

$$(p' - p_1) F = cz. \quad \text{(XIX. 33)}$$

Изменение давления p' в промежуточном объеме V будет равно

$$\frac{V}{RT} \cdot \frac{dp'}{dt} = \Delta G_1 - \Delta G_2. \quad \text{(XIX. 34)}$$

При $\Delta G_2 = \gamma F \frac{dz}{dt}$, после преобразования уравнений (XIX. 32) —(XIX. 34), найдем выражение для передаточной функции рассматриваемой системы при $c \to 0$:

$$KW(s) = \varkappa \frac{T_1 s + 1}{s}, \quad \text{(XIX. 35)}$$

где

$$T_1 = \frac{V}{kRT};$$

$$\varkappa = \frac{k\delta}{z_{max} \gamma F}.$$

Здесь δ — коэффициент пропорциональности в уравнении $p_1 = \delta y$.

На основании (XIX. 35) интегрирование выполняется тем точнее, чем меньше V и больше k.

Квадраторы. В качестве квадраторов в пневматических системах управления и регулирования принципиально могут быть применены устройства, которые были рассмотрены выше, в разделе гидравлических квадраторов.

Уравнения (XIX. 27) и (XIX. 28) могут быть использованы в качестве расчетных формул для пневматических квадраторов. При этом коэффициент k в формуле (XIX. 27) следует определять с учетом коэффициента расхода для газа. В уравнении (XIX. 28) под γ необходимо подразумевать удельный вес газа (воздуха), служащего рабочим агентом в системе управления.

При использовании пневматических квадраторов необходимо иметь в виду, что соединительный трубопровод значительной длины может внести существенное искажение сигнала, создаваемого квадратором, в виде запаздывания его во времени.

Аппроксимируя соединительный трубопровод сосредоточенной емкостью и пренебрегая деформацией приемника давления, получим

$$\Delta Q = \frac{V}{RT} \cdot \frac{dp}{dt}, \quad \text{(XIX. 36)}$$

где Q — расход газа, соответствующий изменению скорости импеллера;

V — объем трубопровода;

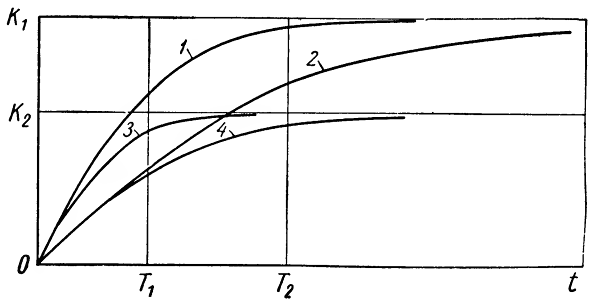
p — давление, создаваемое импеллером;

R — газовая постоянная;

T — температура газа.

В пределах линейных отклонений получим

$$\Delta Q = \left(\frac{\partial Q}{\partial \omega}\right)_0 \Delta\omega - \left(\frac{\partial Q}{\partial p}\right)_0 \Delta p.$$



Фиг. XIX. 30. Примерные характеристики импеллера с трубопроводом:

k_i — коэффициент усиления; T_i — постоянные времени 1—3 с коротким, 2 — 4 — с длинным трубопроводом.

После подстановки значения ΔQ в уравнение (XIX. 36), полагая температуру газа постоянной, находим

$$T\frac{d\rho}{dt} + \rho = k\varphi, \tag{XIX. 37}$$

где

$$T = 0{,}785\,\frac{d^2L}{RT}\cdot\frac{1}{\left(\frac{\partial Q}{\partial p}\right)_0};$$

d и L — диаметр и длина трубопровода;

$$k = \frac{\left(\frac{\partial Q}{\partial \omega}\right)_0 \omega_0}{\left(\frac{\partial Q}{\partial p}\right)_0 p_0}; \qquad \rho = \frac{\Delta p}{p_0};\ \varphi = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}.$$

Частные производные при расчете системы следует определять на основании характеристик импеллера.

На фиг. XIX. 30 изображены примерные кривые изменения давления на выходе импеллера во времени при наличии соединительного трубопровода в зависимости от постоянной времени T и коэффициента усиления k.

В тех конструкциях гидравлических и пневматических систем управления и регулирования, в которых все элементы скомпонованы вместе, для получения в цепи обратной связи квадратичного сигнала может быть использован принцип центробежного тахометра

(фиг. XIX. 31). В этом случае усилие, развиваемое пружиной, пропорционально квадрату угловой скорости выходного вала сервомотора.

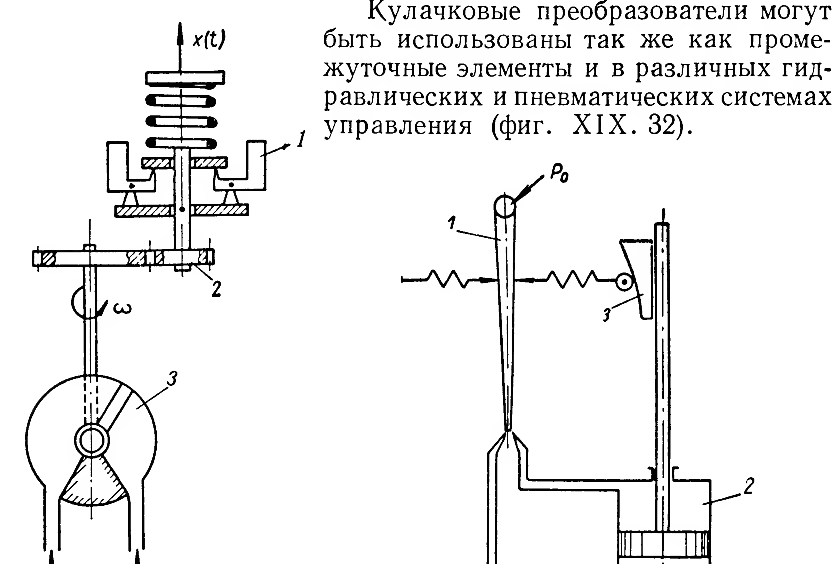
В конструкциях, допускающих механическое соединение отдельных элементов системы, могут применяться также различные кулачковые квадраторы, осуществляющие квадратичные функции вида

$$\Phi_1 = k_1 \left(\frac{dm}{dt}\right)^2. \qquad \text{(XIX. 38)}$$

или

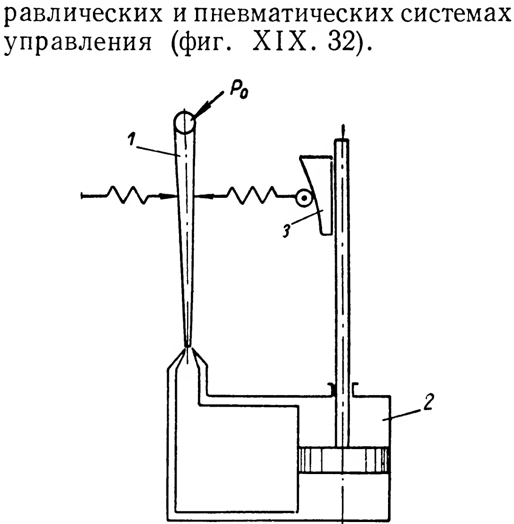
$$\Phi_2 = k_2 \left(\sqrt{\frac{dm}{dt}}\right). \qquad \text{(XIX. 39)}$$

Кулачковые преобразователи могут быть использованы так же как промежуточные элементы и в различных гидравлических и пневматических системах управления (фиг. XIX. 32).



Фиг. XIX. 31. Схема центробежного квадратора:

1 — центробежный маятник; 2 — ускоритель; 3 — сервомотор.



Фиг. XIX. 32. Схема сервомеханизма с кулачковым квадратором:

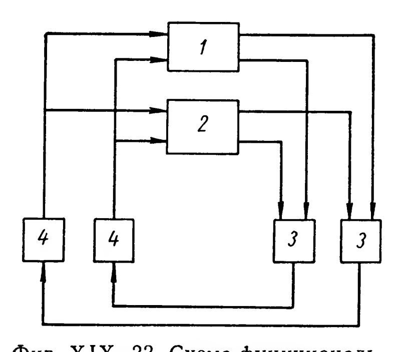
1 — струйный усилитель; 2 — сервомотор; 3 — кулачковый квадратор.

На фиг. XIX. 33 изображена схема преобразователя, вводящего в систему управления сигнал, описываемый формулой

$$\left.\begin{array}{l} \xi_1 = \varkappa_1 \dfrac{\varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \ldots + \varepsilon_n}{n} - \varkappa_2\varepsilon_1 \\ \cdots\cdots\cdots\cdots \\ \cdots\cdots\cdots\cdots \\ \cdots\cdots\cdots\cdots \\ \xi_n = \varkappa_1 \dfrac{\varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \ldots + \varepsilon_n}{n} - \varkappa_2\varepsilon_n, \end{array}\right\} \qquad \text{(XIX. 40)}$$

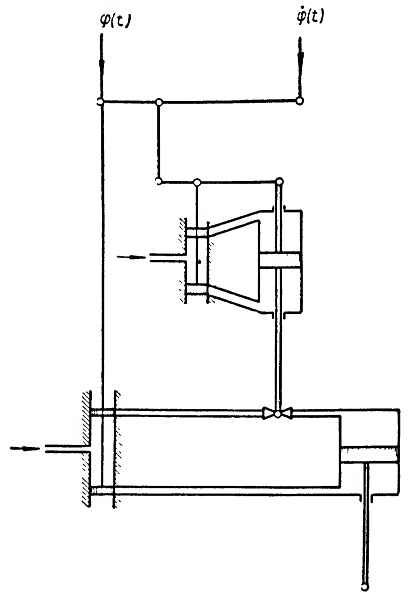
где $\varepsilon_1, \ldots, \varepsilon_n$ — координаты сервомоторов;
$\xi_1, \ldots, \xi_n$ — корректирующие сигналы;
$\varkappa_1, \ldots, \varkappa_2$ — постоянные коэффициенты;
n — число сервомоторов.

Применение подобного корректора в сложных многоконтурных параллельных системах управления и регулирования обеспечивает устойчивость системы даже при неблагоприятных условиях ее работы, когда применением одних только дифференцирующих или интегрирующих корректирующих элементов не удается добиться требуемого качества переходного процесса.



Фиг. XIX. 33. Схема функционального преобразователя:

1 — объект регулирования; *2* — преобразователь; *3* — регуляторы; *4* — сервомоторы.



Фиг. XIX. 34. Схема корректора.

На фиг. 34 приведена возможная схема корректора, функция преобразования которого имеет вид

$$R(t) = \Phi[\varphi(t), \dot{\varphi}(t)]. \qquad \text{(XIX. 41)}$$

где $\varphi(t)$ и $\dot{\varphi}(t)$ — отклонение и производная регулируемого параметра;
$R(t)$ — функция преобразования;
Φ — произвольная функция от $\varphi(t)$ и $\dot{\varphi}(t)$, в общем случае нелинейная.

Такой корректор обеспечивает переменную скорость сервомотора. Подобная схема коррекции может быть применена и для функционального изменения любого другого параметра системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Боднер В. А., Автоматика авиационных двигателей, Оборонгиз, 1956.
2. Попов Е. П., Динамика систем автоматического регулирования, Гостехиздат, 1954.
3. Пфлейдерер К., Центробежные и пропеллерные насосы, ОНТИ, 1937.
4. Сборник «Автоматическое регулирование», ИЛ, 1954.

РАЗДЕЛ V

НЕЛИНЕЙНЫЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ НЕПРЕРЫВНОГО ДЕЙСТВИЯ

Вычислительные элементы непрерывного действия представляют собой простейшие математические модели таких операций, как умножение и деление, воспроизведение нелинейных функций от одной или двух переменных и т. д.

Сущность математического моделирования заключается в подобии формул, описывающих математическую операцию и вычислительный элемент, т. е. моделируемой и моделирующей формул.

Математические величины, входящие в моделируемую формулу, и физические величины, входящие в моделирующую формулу, связываются постоянными коэффициентами пропорциональности — масштабами.

Масштабы каждого вычислительного элемента непрерывного действия должны удовлетворять определенным масштабным уравнениям.

Для вывода этих уравнений следует связать переменные величины моделируемой и моделирующей формул масштабами и, произведя замену переменных в одной из формул, переходить от этой формулы к другой. Масштабные уравнения выявляются в процессе перехода.

В основном вычислительные элементы непрерывного действия применяются в моделирующих вычислительных машинах. В системах автоматического регулирования эти элементы используются в качестве корректирующих звеньев.

Нелинейные вычислительные элементы можно разделить на две группы.

К первой группе относятся множительные и делительные элементы, и ко второй — функциональные элементы.

Группа множительных и делительных элементов, в свою очередь, делится на следующие подгруппы.

1. Механические множительные и делительные устройства, принцип которых основан на механическом воспроизведении геометрической фигуры, представляющей собой два подобных треугольника.

2. Механические множительные устройства с фрикционными механизмами, вырабатывающие произведение по формуле

$$xy = \int xdy + \int ydx.$$

В этих устройствах умножение сводится к интегрированию на фрикционных механизмах и сложению.

3. Электромеханические множительные устройства, выполненные в виде каскадных цепочек из четырехполюсников (потенциометров, вращающихся трансформаторов и т. д.), в каждый из которых вводится один сомножитель.

4. Устройства, вырабатывающие произведение по формуле

$$xy = 10^{\lg x + \lg y}$$

или

$$xy = \frac{1}{4}\left[(x + y)^2 - (x - y)^2\right].$$

В этих устройствах умножение сводится к выработке функциональных зависимостей (логарифмической и показательной или квадратичной) и к сложению.

5. Мостовые множительные и делительные схемы, основанные на использовании уравнения равновесия моста Уитстона с омическими сопротивлениями в его плечах $R_1 R_2 = R_3 R_4$.

Мост выполняет функцию множительного устройства, если в нем устанавливаются сопротивления R_1 и R_2, пропорциональные сомножителям. Серводвигатель, управляемый напряжением в диагонали моста, автоматически устанавливает сопротивление R_3, пропорциональное произведению (постоянное сопротивление R_4 определяет масштаб произведения).

Для того, чтобы мост выполнял функцию делительного устройства, сопротивления R_1 и R_3 должны быть пропорциональны делимому и делителю.

Серводвигатель автоматически устанавливает сопротивление R_4 пропорциональным частному (постоянное сопротивление R_2 определяет масштаб частного).

6. Электрические множительные элементы, в которых один из сомножителей вводится в виде амплитуды импульса постоянного тока, а второй сомножитель — в виде отношения времени импульса к периоду (импульс + пауза). Произведение вырабатывается в виде постоянной составляющей (среднего значения) импульса за период.

К функциональным устройствам относятся следующие элементы.

1. Механические функциональные элементы типа эксцентриков, вырабатывающих табличную функцию от одного независимого аргумента; коноидов, вырабатывающих табличную функцию от двух независимых аргументов, а также типа некруглых зубчатых колес.

2. Электромеханические функциональные элементы с потенциометрами. Требуемый закон распределения потенциала вдоль потенциометра может быть обеспечен либо профилированием каркаса потенциометра с непрерывной намоткой,

либо неравномерным по плотности распределением витков вдоль потенциометра, либо шунтированием отдельных участков потенциометра омическими сопротивлениями.

3. *Электрические функциональные элементы* с усилителями, охваченными глубокой обратной связью, и выпрямителями.

К специализированным функциональным устройствам относятся элементы, вырабатывающие тригонометрические функции и решающие треугольники, механические синусные построители, тангенсные построители, координаторы, а также синус-косинусные вращающиеся трансформаторы.

ГЛАВА XX

МНОЖИТЕЛЬНЫЕ И ДЕЛИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

В настоящей главе рассматриваются электромеханические и электрические элементы, служащие для автоматического умножения и деления, т. е. для реализации функций:

$$Z = XY, \ Z = \frac{X}{Y}.$$

Помимо множительных и делительных устройств для воспроизведения результатов умножения и деления, применяются и другие вычислительные элементы. Так, например, представив произведение в виде

$$Z = XY = \frac{1}{4} [(X + Y)^2 - (X - Y)^2],$$

можно воспроизвести его при помощи суммирующих устройств и устройств для возведения в квадрат. Можно воспользоваться также логарифмированием, представив, например, частное в виде

$$Z = \frac{X}{Y} = 10^{\lg X - \lg Y} = 10^{\lg Z}$$

и, образуя его с помощью двух устройств, воспроизводящих $\lg X$ и $\lg Y$, одного суммирующего устройства и устройства реализующего функцию $10^{\lg Z}$.

Для выполнения операций умножения и деления такими косвенными методами могут быть использованы функциональные вычислительные элементы, рассматриваемые в главе XXI.

1. МНОЖИТЕЛЬНО-ДЕЛИТЕЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО МОСТОВОГО ТИПА

Переменные сопротивления r_1, r_2, r_3, r_4 плеч моста, питаемого от источника постоянного тока (фиг. XX. 1), при условии его равновесия, связаны между собой соотношением

$$r_4 = \frac{r_1 r_2}{r_3}.$$

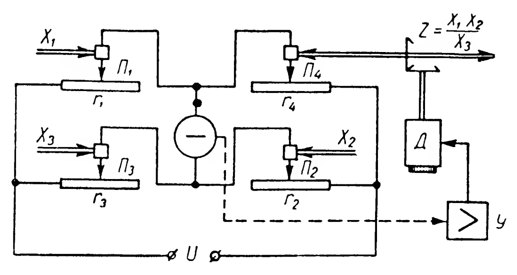
Это свидетельствует о возможности применения моста для умножения и деления.

Если сопротивления r_1, r_2, r_3 воспроизводят независимые переменные X_1, X_2, X_3, то, перемещая движок потенциометра $П_4$ и уравновешивая тем самым мост, можно подобрать величину сопротивления r_4, пропорциональную функции:

$$Z = \frac{X_1 X_2}{X_3}.$$

Уравновешивание моста легко автоматизируется с помощью следящей системы.

Основной недостаток устройства заключается в том, что переменные X_1, X_2 и X_3 не могут быть знакопеременными. Кроме того, при малых сопротивлениях, включенных в плечи моста, может произойти закорачивание источника питания схемы.



Фиг. XX. 1. Множительно-делительное устройство мостового типа.

К достоинствам рассматриваемого устройства следует отнести то, что вырабатываемый им результат не зависит от колебаний напряжения источника питания.

2. МНОЖИТЕЛЬНЫЕ И ДЕЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА С ЛИНЕЙНЫМИ ПОТЕНЦИОМЕТРАМИ

Выходное напряжение U линейного потенциометра (см. раздел I, главу IV) пропорционально приложенному напряжению U_n и углу поворота движка φ. Если эти величины будут пропорциональны сомножителям X и Y, то можно получить выходное напряжение, пропорциональное произведению $Z = XY$.

Если потенциометр имеет нулевую точку, то оба сомножителя могут быть знакопеременными, а в том случае, когда нулевой точки нет, знакопеременной величиной может быть только сомножитель, воспроизводимый входным напряжением потенциометра.

Следует иметь в виду, что пропорциональность между выходным напряжением и величинами U_n и φ нарушается при нагрузке потенциометра.

Применение линейного потенциометра и следящей системы дает возможность автоматизировать выполнение операции деления (фиг. XX. 2).

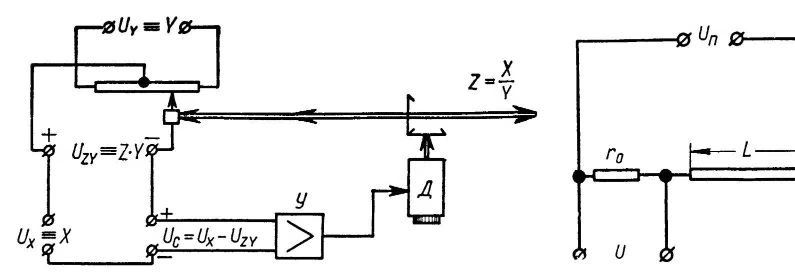
Делимое X и делитель Y воспроизводятся напряжениями U_X и U_Y, причем напряжение U_Y представляет собой входное напряжение потенциометра. Сигнальное напряжение U_c, подаваемое на вход усилителя $У$, равно разности между напряжением U_X и напряжением U_{ZY}, снимаемым с потенциометра, которое пропорционально произведению ZY.

Величина Z воспроизводится перемещением движка потенциометра.

Управляемый двигатель Д устанавливает движок в такое положение, при котором $U_c = 0$. В этом случае $X - ZY = 0$ и, следовательно, $Z = \frac{X}{Y}$.

Потенциометр в этой схеме практически работает в режиме холостого хода, т. е. без нагрузки, так как сила тока во входной цепи усилителя либо очень мала, либо ток в этой цепи вообще отсутствует.

Линейный потенциометр можно использовать для деления и не прибегая к изложенному выше методу подбора. Если потенциометр



Фиг. XX. 2. Делительное устройство с линейным потенциометром и следящей системой.

Фиг. XX. 3. Делительное устройство с линейным потенциометром.

включен по схеме, изображенной на фиг. XX. 3, то выходное напряжение определяется по формуле

$$U = \frac{r_0 U_n}{r_0 + \frac{r_n}{L_n} L}, \qquad \text{(XX. 1)}$$

где L_n и r_n — длина и сопротивление потенциометра;

r_0 — дополнительное сопротивление.

Формула (XX. 1) показывает, что рассматриваемое устройство может применяться для воспроизведения функции

$$Z = \frac{X}{C + Y}. \qquad \text{(XX. 2)}$$

Переменные X и Y в этом случае должны воспроизводиться соответственно напряжением U_n и перемещением L.

Для доказательства возможности воспроизведения частного $Z = \frac{X}{Y}$ преобразуем выражение (XX. 1) следующим образом:

$$U = \frac{r_0 \cdot U_n}{\frac{r_n}{L_n}\left(\frac{r_0}{r_n} L_n + L\right)}.$$

Введя обозначение

$$L' = L + \frac{r_0}{r_n} L_n,$$

получим

$$U = \frac{r_0 L_n}{r_n} \frac{U_n}{L'}. \qquad \text{(XX. 3)}$$

Если переменные U_n и L' пропорциональны делимому и делителю, то напряжение U, в свою очередь, будет пропорционально частному.

Переход от величины L к L' означает, что начало отсчета перемещения движка потенциометра сместилось на величину $C = \frac{r_0}{r_n} L_n$. Для перемножения двух сомножителей, заданных механическими перемещениями, используется каскадное соединение двух линейных потенциометров (фиг. XX. 4).

Допустим, что полное сопротивление r_{n1} потенциометра $П_1$ значительно меньше полного сопротивления r_{n2} потенциометра $П_2$, и благодаря этому потенциометр $П_1$ можно считать практически ненагруженным. В этом случае его выходное напряжение, пропорциональное углу поворота движка φ_1, определяется по формуле

$$U_1 = \frac{U_n}{\varphi_{1раб}} \cdot \varphi_1,$$

где $\varphi_{1раб} = \varphi_{1max} - \varphi_{1min}$ — рабочий угол поворота движка потенциометра.

Напряжение, снимаемое с потенциометра $П_2$, равно

$$U_2 = \frac{U_1}{\varphi_{2раб}} \cdot \varphi_2,$$

где $\varphi_{2раб} = \varphi_{2max} - \varphi_{2min}$.

На основании этих выражений получим

$$U_2 = \frac{U_n}{\varphi_{1раб}\varphi_{2раб}} \varphi_1 \cdot \varphi_2 \qquad (XX.4)$$

Фиг. XX. 4. Множительное устройство, основанное на каскадном соединении двух линейных потенциометров.

Если углы φ_1 и φ_2 поворота движков пропорциональны сомножителям X и Y, то напряжение U_2 будет пропорционально произведению $Z = XY$. При наличии нулевых точек у обоих потенциометров оба сомножителя могут быть знакопеременными.

Рассматриваемому устройству свойственны два недостатка: во-первых, его выходное напряжение U_2 зависит от колебаний питающего напряжения U_n, а во-вторых, для предотвращения погрешностей, сопротивление $r_н$, используемое в качестве нагрузки, должно быть весьма большим, причем $r_н \gg r_{n2} \gg r_{n1}$.

Эти недостатки можно устранить, если вместо моделирования произведения Z напряжением U_2 воспроизводить его через угол поворота движка потенциометра $П_3$ (фиг. XX. 5) и компенсировать напряжение U_2 напряжением U_3.

Управляемый двигатель перемещает движок потенциометра $П_3$ до тех пор, пока не будет достигнуто равенство напряжений $U_3 = U_2$. При этом

$$\frac{U_n}{\varphi_{3раб}} \varphi_3 = \frac{U_n}{\varphi_{1раб}\varphi_{2раб}} \varphi_1 \cdot \varphi_2,$$

где φ_3 — угол поворота движка потенциометра $П_3$;
$\varphi_{3раб} = \varphi_{3max} - \varphi_{3min}$;
отсюда

$$\varphi_3 = \frac{\varphi_{3раб}}{\varphi_{1раб}\varphi_{2раб}} \cdot \varphi_1 \cdot \varphi_2 = c\varphi_1 \cdot \varphi_2. \qquad (XX.5)$$

Таким образом, угол поворота движка потенциометра $П_3$ пропорционален произведению углов φ_1 и φ_2, причем коэффициент пропорциональности не зависит от напряжения $U_п$.

Фиг. XX. 5. Каскадное соединение линейных потенциометров с компенсацией выходного напряжения.

Когда напряжения U_2 и U_3 равны, ток в цепь усилителя не поступает и потенциометр $П_2$ фактически работает в режиме холостого хода.

Если углы поворота движков потенциометров $П_1$ и $П_2$ одинаковы, т. е. $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_{12}$, то, как следует из формулы (XX. 5),

$$\varphi_3 = c\varphi_{12}^2.$$

В этом случае рассматриваемое устройство выполняет операцию возведения в квадрат.

Установив величину угла φ_3, подбираем значение φ_{12}:

$$\varphi_{12} = \pm\sqrt{\frac{\varphi_3}{c}}.$$

Таким образом, устройство пригодно для извлечения квадратного корня. В данном случае угол φ_3 может быть только положительным, а угол φ_{12} — либо положительным, либо отрицательным (в зависимости от знака перед радикалом). В связи с этим нулевые точки у потенциометров $П_1$, $П_2$, $П_3$ не нужны.

Можно, наконец, использовать рассматриваемое устройство и для выполнения деления. Делимое воспроизводят в виде угла поворота φ_3, а делитель — в виде угла φ_2. Значение φ_1 должно быть равно

$$\varphi_1 = \frac{1}{c} \cdot \frac{\varphi_3}{\varphi_2}.$$

3. МНОЖИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА, ОСНОВАННЫЕ НА ПРИМЕНЕНИИ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП СО СПЕЦИАЛЬНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

К простейшим электрическим множительным устройствам можно отнести электронную лампу с двумя сетками. Характеристикам такой лампы должно соответствовать следующее соотношение между изменениями напряжений на сетках U_{g1} и U_{g2} и изменением анодного тока I_a

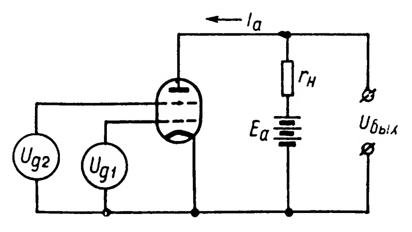
$$I_a = cU_{g1}U_{g2}. \qquad (XX.6)$$

Выходное напряжение схемы с подобной лампой (фиг. XX. 6) определяется по формуле

$$U_{вых} = E_a - I_{a0} r_н.$$

Изменение выходного напряжения, вызванное изменениями напряжений на сетках U_{g1} и U_{g2} равно

$$U_{вых} = - I_a r_н = - c r_n U_{g1} U_{g2}. \quad (XX.7)$$



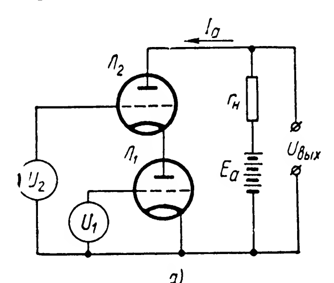
Фиг. XX. 6. Применение двухсеточной лампы в качестве множительного устройства.

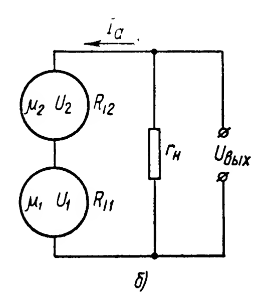
Таким образом, если значения U_{g1} и U_{g2} воспроизводят сомножители, то величина $U_{вых}$ воспроизводит произведение.

Можно использовать также специальные триоды (фиг. XX. 7), характеристики которых определяются зависимостью изменения анодного тока I_a от изменений сеточного U_g и анодного U_a напряжений:

$$I_a = c U_g U_a. \quad (XX.8)$$

Характеристики первого триода $Л_1$ соответствуют соотношению (XX. 8). Этот триод включается в цепь катода второго триода $Л_2$, играющего роль катодного повторителя.





Фиг. XX. 7. Катодный повторитель с триодом в цепи катода: *а* — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема.

Пользуясь принципиальной и эквивалентной схемами, можно составить следующую систему уравнений:

$$\mu_1 U_{g1} + \mu_2 U_{g2} = I_a (r_н + R_{i1} + R_{i2}); \quad (XX.9)$$

$$U_2 = U_{g2} + U_{a1} - \mu_1 U_{g1}; \quad (XX.10)$$

$$I_a = c U_{g1} \cdot U_{a1}. \quad (XX.11)$$

Неизвестными в этих уравнениях являются изменения анодного тока I_a, анодного напряжения U_{a1} лампы $Л_1$ и напряжения U_{g2} между сеткой и катодом лампы $Л_2$.

Напряжение между сеткой и катодом триода равно $U_{g1} = U_1$. Отсюда

$$U_{a1} = \frac{U_2 + \mu_1 \left(1 + \frac{1}{\mu_2}\right) U_1}{\frac{cU_1 (r_н + R_{i1} + R_{i2})}{\mu_2} + 1}. \qquad (XX. 12)$$

Если коэффициент усиления μ_2 лампы $Л_2$ велик, а коэффициент усиления μ_1 другой лампы мал, то можно принять $U_{a1} \approx U_2$. Тогда

$$I_a = cU_1U_2.$$

Изменение выходного напряжения при этих условиях определяется по формуле

$$U_{вых} = -I_a r_н = -cr_н U_1 U_2. \qquad (XX. 13)$$

Если коэффициент μ_1 сравнительно велик, надо выбирать триод $Л_1$ с таким расчетом, чтобы соотношение между I_a, U_{g1} и U_{g2} имело вид

$$I_a = cU_{g1}(U_{a1} - \mu_1 U_{g1}); \qquad (XX. 14)$$

в этом случае из выражения (XX. 12) получим

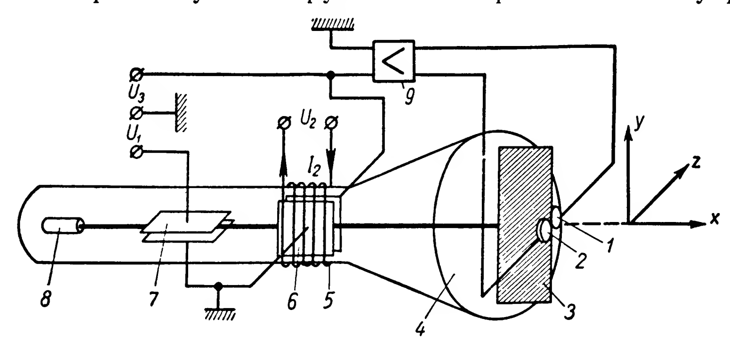
$$U_{a1} = U_2 + \mu_1 U_1.$$

Подставляя в формулу (XX. 14) полученное значение U_{a1}, снова найдем выражение (XX. 13).

Небольшая точность выражений (XX. 6) и (XX. 14) и малые допустимые пределы изменения переменных, входящих в эти выражения, ограничивают возможности применения рассмотренных устройств.

4. МНОЖИТЕЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО, ОСНОВАННОЕ НА ПРИМЕНЕНИИ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОЙ ТРУБКИ

Для выполнения умножения может быть использована обыкновенная электронно-лучевая трубка с электростатическим управле-



Фиг. XX. 8. Множительное устройство, основанное на применении электронно-лучевой трубки.

нием, снабженная катушкой, намотанной вокруг трубки вблизи второй пары отклоняющих пластин (фиг. XX. 8).

Пучок электронов, создаваемый «электронным прожектором» *8*, проходит электрические поля горизонтальных *7* и вертикальных *6* отклоняющих пластин, магнитное поле катушки *5* и попадает на экран *4*.

Перед центром экрана устанавливается вертикальная непрозрачная ширма *3*, по обе стороны которой располагаются фотоэлементы *1* и *2*. Выходные напряжения этих фотоэлементов поступают на дифференциальный усилитель *9*.

Для того чтобы определить влияние на электронный пучок электрических и магнитного полей трубки, ориентируем ее относительно прямоугольной системы координат x, y, z таким образом, чтобы направление магнитного поля было параллельно оси x, направление электрического поля горизонтальных пластин — оси y, а направление электрического поля вертикальных пластин — оси z. Под действием электрического поля горизонтальных пластин электронный пучок отклоняется в направлении оси y. Приобретаемая в этом направлении скорость определяется по формуле

$$v_{y1} = \frac{pa_1U_1}{v_0b_1}, \qquad \text{(XX. 15)}$$

где p — $1{,}758 \cdot 10^{11}$ *к/кг* — отношение заряда электрона к его массе;
a_1 — длина горизонтальных пластин;
b_1 — расстояние между пластинами;
v_0 — начальная скорость электронов;
U_1 — напряжение, приложенное к пластинам.

Под действием напряжения U_2 в катушке протекает ток I_2, создающий магнитное поле, противоположное положительному направлению оси x. К вертикальным пластинам приложено некоторое напряжение U_3, которое создает между ними электрическое поле, направленное противоположно оси z.

В результате одновременного воздействия электрического и магнитного полей появляется составляющая скорости электронов, в направлении оси z:

$$v_{z2} \approx p\left(\frac{U_3}{b_2} - Bv_{y1}\right)\frac{a_2}{v_0}, \qquad \text{(XX. 16)}$$

где B — магнитная индукция поля катушки;
a_2 — длина вертикальных пластин и катушки;
b_2 — расстояние между вертикальными пластинами.

Можно показать, что

$$B = \frac{\gamma\mu_0 wU_2}{r_\kappa a_2}, \qquad \text{(XX. 17)}$$

где γ — коэффициент пропорциональности, зависящий от размеров катушки;
μ_0 — магнитная проницаемость пустоты;
w — число витков катушки;
r_κ — сопротивление катушки.

Составляющие скорости электрона по осям y и z вызывают отклонения $Y_э$ и $Z_э$ пучка на экране трубки. Первое отклонение определяется по формуле

$$Y_э = v_{g1}\tau_1 = \frac{pa_1L_1U_1}{v_0^2 b_1}, \qquad (XX.18)$$

где $\tau_1 = \frac{L_1}{v_0}$ — время, в течение которого электрон покрывает расстояние L_1 между горизонтальными пластинами и экраном. Это отклонение не вызывает изменения выходного напряжения фотоэлементов (при условии, конечно, что величина его ограничена и пятно на экране не выходит за пределы поверхности фотоэлементов).

Отклонение $Z_э$ находим следующим образом:

$$Z_э = v_{z2}\tau_2 = p\left(\frac{U_3}{b_2} - Bv_{y1}\right)\frac{a_2L_2}{v_0^2}, \qquad (XX.19)$$

где $\tau_2 = \frac{L_2}{v_0}$ — время, в течение которого электрон покрывает расстояние L_2 между вертикальными пластинами и экраном.

Это отклонение вызывает увеличение выходного напряжения $U_{фэ1}$ фотоэлемента *1* (при $Z_э > 0$) и уменьшение выходного напряжения $U_{фэ2}$ фотоэлемента *2*.

Изменения выходных напряжений обоих фотоэлементов $\Delta U_{фэ1}$ и $\Delta U_{фэ2}$ равны по абсолютной величине и при малых значениях отклонения $Z_э$ могут быть приняты пропорциональными этому отклонению:

$$\Delta U_{фэ1} = -\Delta U_{фэ2} = \Delta U_{фэ} = \beta Z_э.$$

Значение коэффициента пропорциональности β зависит от типа трубки и фотоэлементов, а также от режима их работы.

Выходное напряжение дифференциального усилителя, которое подается на вертикальные пластины трубки, определяется по формуле

$$U_3 = K(U_{фэ1} - U_{фэ2}),$$

где K — коэффициент усиления.

Так как $U_{фэ1} = U_{фэ10} + \Delta U_{фэ1}$ и $U_{фэ2} = U_{фэ20} + \Delta U_{фэ2}$, причем $U_{фэ10} = U_{фэ20}$, то

$$U_3 = 2K\Delta U_{фэ} = 2K\beta Z_э = 2K\beta p\left(\frac{U_3}{b_2} - Bv_{y1}\right)t_2\tau_2.$$

Отсюда

$$U_3 = \frac{\alpha b_2 B v_{y1}}{\alpha - 1} = \frac{b_2 B v_{y1}}{1 - \frac{1}{\alpha}},$$

где

$$\alpha = \frac{2K\beta p t_2 \tau_2}{b_2} = \frac{2K\beta p a_2 \cdot L_2}{b_2 v_0^2}. \qquad (XX.20)$$

Если $\alpha \gg 1$, что практически достигается соответствующим выбором коэффициента K, то

$$U_3 = b_2 B v_{g1}. \qquad (XX.21)$$

Подставляя выражения (XX. 15) и (XX. 17), получим

$$U_3 = cU_1 \cdot U_2, \qquad (XX.22)$$

г е

$$c = \frac{\gamma w \mu_0 p a_1 b_2}{v_0 r_\kappa b_1 a_2}. \qquad (XX.23)$$

Таким образом, выходное напряжение U оказывается пропорциональным произведению входных напряжений U_1 и U_2.

Рассматриваемое устройство обеспечивает умножение знакопеременных сомножителей. Основное преимущество его состоит в практически полном отсутствии инерционности. Недостатком устройства является его громоздкость.

Множительное устройство, основанное на применении электронно-лучевой трубки, может быть использовано для выполнения деления. В этом случае напряжение, воспроизводящее делимое, подводят к вертикальным пластинам, а напряжение, пропорциональное делителю, — к катушке. Выходное напряжение усилителя, подаваемое на горизонтальные пластины, при этом воспроизводит частное.

5. ИМПУЛЬСНЫЕ МНОЖИТЕЛЬНО-ДЕЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

В настоящее время получили большое распространение вычислительные устройства импульсного типа, пригодные для выполнения ряда математических операций, в том числе умножения и деления.

В таких устройствах импульсы напряжения определенной формы, подаваемые в определенной последовательности, моделируются по каким-либо параметрам, характеризующим импульс, например по амплитуде, длительности, крутизне фронта и т. п.

Затем эти импульсы усредняются на сглаживающем фильтре, образуя выходной сигнал в виде постоянной составляющей усредненного (сглаженного) напряжения. Практически для этого используются импульсы, прямоугольной или пилообразной формы.

При использовании прямоугольных импульсов один из сомножителей воспроизводится амплитудой импульсов, а второй — либо длительностью этих импульсов, либо количеством их в течение определенного промежутка времени. В зависимости от этого различают время-импульсные или число-импульсные множительные устройства.

Простейшее множительное устройство время-импульсного типа состоит из генератора *I* прямоугольных электрических импульсов переменной длительности (импульсный модулятор), амплитудного модулятора *II* и сглаживающего фильтра *III*. Работа устройства иллюстрируется диаграммой, приведенной на фиг. XX. 10.

Генератор I осуществляет линейное преобразование входного сигнала U_1 в прямоугольные импульсы, подаваемые в определенной последовательности с амплитудой E_a и коэффициентом скважности k, пропорциональным U_1 (фиг. XX. 10, *а*):

$$k = \frac{\tau}{T} \equiv U_1, \qquad \text{(XX. 24)}$$

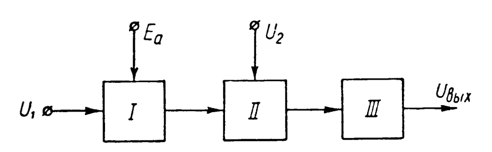
где τ — длительность импульса;

T — период повторения импульсов.

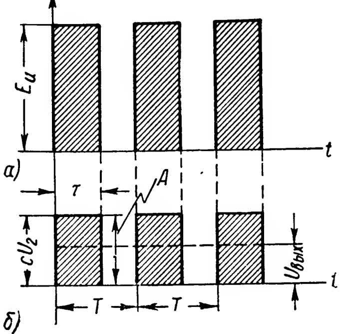
Модулятор II изменяет амплитуду этих импульсов таким образом, что она становится пропорциональной второму входному сигналу (фиг. XX. 10, *б*):

$$A = cU_2, \qquad \text{(XX. 25)}$$

где c — коэффициент пропорциональности.



Фиг. XX. 9. Структурная схема простейшего множительного время-импульсного устройства.



Фиг. XX. 10. Модуляция прямоугольных импульсов по амплитуде.

После усреднения импульсов сглаживающим фильтром III будет справедливо равенство

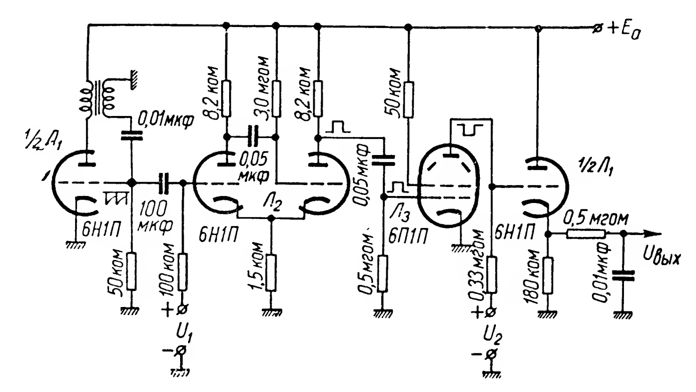
$$U_{вых} = Ak = cU_2 \frac{\tau}{T} = c_1 U_1 U_2. \qquad \text{(XX. 26)}$$

Совершенно очевидно, что точность умножения при этом целиком определяется линейностью операций, описываемых выражениями (XX. 24) и (XX. 25), т. е. линейностью и стабильностью работы двух первых узлов устройства, структурная схема которого показана на фиг. XX. 9. К этим узлам предъявляются весьма жесткие требования.

Рассмотрим принципиальную электрическую схему множительного устройства с тремя пальчиковыми электронными лампами серии, в основу которой положена рассмотренная структурная схема.

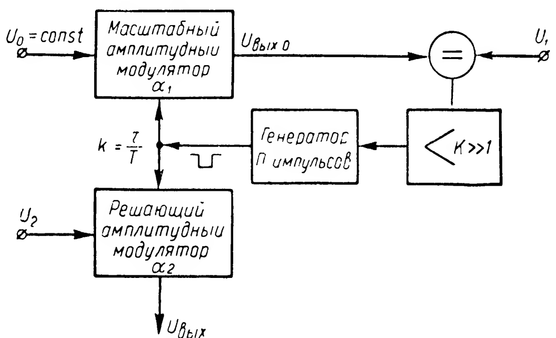
В качестве генератора прямоугольных электрических импульсов переменной длительности используется однополупериодный мультивибратор $Л_2$ с катодной связью и положительной сеткой. Такой мультивибратор возбуждается короткими пусковыми импульсами, возникающими в сеточной цепи блокинг-генератора, собранного на левой половине сдвоенного триода $Л_1$. Импульсы, сформированные мультивибратором, поступают на управляющую сетку лучевого

тетрода $Л_3$, анодная цепь которого питается положительным напряжением U_2. Следовательно, амплитуда импульсов, возникающих в анодной цепи лампы $Л_3$, равна по величине сигналу U_2 .Затем эти импульсы сглаживаются RC-фильтром на выходе устройства.



Фиг. XX. 11. Принципиальная схема простейшего множительного импульсного устройства.

С целью устранения искажений переднего фронта импульсов и возникающей в результате этого погрешности, импульсы, возбуждаемые в анодной цепи амплитудного модулятора $Л_3$, поступают на сглаживающий фильтр через катодный повторитель, смонтированный на правой половине лампы $Л_1$.



Фиг. XX. 12. Структурная схема импульсного множительного устройства с обратной связью.

При тщательной регулировке такого устройства можно получить относительную погрешность при умножении порядка 1%.

Значительно более точные результаты можно получить, используя элементы структурной схемы, представленной на фиг. XX. 9, в цепи обратной связи усилителя, применяемого в качестве вычислительного элемента (фиг. XX. 12). В этом случае структурная схема отличается наличием усилителя с дифференциальным входом, и второго амплитудного модулятора. Последние на чертеже объединены с фильтрами.

Допустим, что коэффициенты передачи амплитудных модуляторов различны:

$$\alpha_1 = \frac{U_{сых}}{U_0} = f_1(k)$$

и

$$\alpha_2 = \frac{U_{вых}}{U_2} = f_2(k),$$

где k — коэффициент скважности импульсов, поступающих на оба модулятора одновременно.

В этом случае для установившегося режима получим

$$U_{вых0} = \alpha_1 U_0 \approx U_1,$$

откуда

$$\alpha_1 = f_1(k) \approx \frac{U_1}{U_0}. \qquad (XX.27)$$

Следовательно, коэффициент передачи амплитудного модулятора, входящего в цепь обратной связи усилителя, автоматически поддерживается пропорциональным сигналу U_1, независимо от вида характеристик узлов, входящих в структурную схему.

Согласно выражению (XX. 27), напряжение U_0 при преобразовании сигнала U_1 в импульсную форму может рассматриваться как масштабное или опорное. В соответствии с этим условимся называть один из модуляторов масштабным, а другой решающим.

Оба модулятора управляются одним и тем же потоком импульсов, поэтому

$$U_{вых} = U_2\alpha_2 = U_2 f_2(k).$$

Если

$$f_2(k) = f_1(k) \approx \frac{U_1}{U_2}, \qquad (XX.28)$$

то

$$U_{вых} \approx \frac{U_1 U_2}{U_0}. \qquad (XX.29)$$

Таким образом, для структурной схемы, показанной на фиг. XX. 12, условие строгой линейности характеристик отдельных узлов заменяется условием (XX. 28), т. е. условием индентичности масштабного и решающего модуляторов, что практически значительно проще.

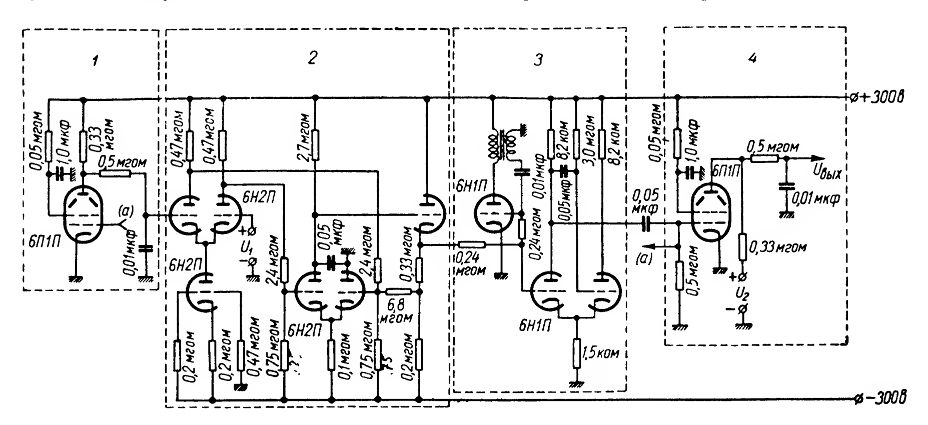
Если масштабное напряжение U_0 также представляет собой переменную величину, то такое устройство становится множительно-делительным.

Принципиальная электрическая схема множительного устройства импульсного типа, основанного на рассмотренной структурной схеме и содержащего семь электронных пальчиковых ламп приведена на фиг. XX. 13.

В качестве масштабного напряжения U_0 используется напряжение анодного питания, которое должно быть стабилизировано.

Рабочий диапазон для данной схемы определяется соотношениями $0 \leqslant U_1 \leqslant 180$ *в* и $0 \leqslant U_2 \leqslant 350$ *в*, $0 \leqslant U_{вых} \leqslant 350$ *в*.

Если коэффициент усиления усилителя составляет примерно 35 000 — 40 000, при тщательном подборе элементов обоих амплитудных модуляторов относительная погрешность не превышает 0,1%.



Фиг. XX. 13. Принципиальная электрическая схема импульсного множительного устройства с обратной связью:

1 — масштабный амплитудный преобразователь; *2* — дифференциальный усилитель; *3* — генератор прямоугольных импульсов переменной длительности; *4* — решающий амплитудный преобразователь.

В чисто-импульсных множительных схемах прямоугольные импульсы проходят через специальное устройство [1], которое может быть названо электронным ключом. Из общего числа N импульсов, поступающих на этот ключ, в течение некоторого промежутка времени T пропускается только n импульсов, причем число пропущенных импульсов пропорционально первому входному напряжению U_1:

$$n = c_1 U_1.$$

Далее импульсы проходят ограничитель амплитуд, после чего их амплитуда становится пропорциональной второму входному напряжению U_2:

$$U_{\max} = c_2 U_2.$$

Усредненное за время T значение выходного напряжения может быть определено по формуле

$$U_{вых} = \frac{nU_{\max}}{T} = \frac{c_1 c_2}{T} U_1 U_2.$$

В качестве усредняющего звена используется фильтр.

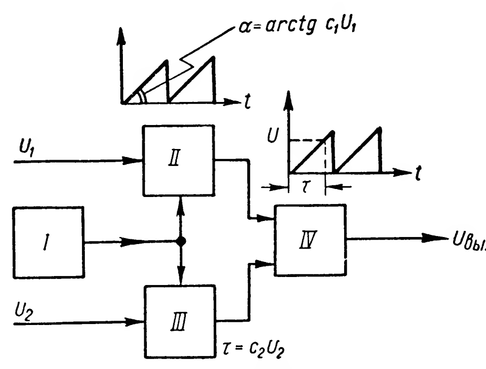
---

[1] Подробно об импульсных устройствах см. Л. А. Меерович, Л. Г. Зеличенко, Импульсная техника, изд. «Советское радио», 1953; Б. Х. Кривицкий, Импульсные схемы и устройства, изд. «Советское радио», 1955.

Рассмотрим структурную схему импульсного множительного устройства, основанного на использовании пилообразных импульсов (фиг. XX. 14).

Генератор задающих импульсов *I* посылает сигналы высокой частоты на генератор *II* пилообразного напряжения и временной модулятор *III*. Тангенс угла α наклона переднего фронта пилообразных импульсов генератора *II* пропорционален входному напряжению U_1. Электронное измерительное устройство (компаратор) *IV* фиксирует напряжение U пилообразных импульсов в моменты, соответствующие промежутку времени τ, который определяется временным модулятором и пропорционален входному напряжению U_2. Выходное напряжение в этом случае определяется по формуле

$$U_{вых} = \operatorname{tg} \alpha \tau = c_1 c_2 U_1 U_2.$$

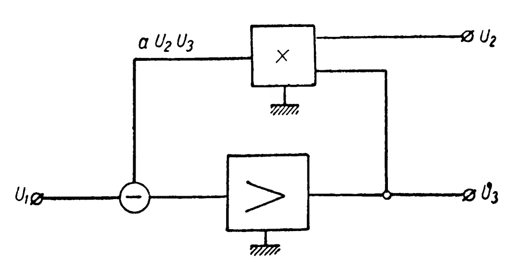


Фиг. XX. 14. Структурная схема множительного импульсного устройства, основанного на преобразовании пилообразных импульсов напряжения.

Электрические схемы всех импульсных множительных устройств сравнительно сложны, в особенности в тех случаях, когда требуется перемножать знакопеременные величины. Другой недостаток этих устройств заключается в наличии инерционности, вносимой сглаживающими фильтрами.

6. ПРИМЕНЕНИЕ МНОЖИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ ВЫПОЛНЕНИЯ ДЕЛЕНИЯ

Каждое электрическое вычислительное устройство может быть использовано для решения не только прямой, но и обратной задачи. В этом случае устройство включается в цепь обратной связи усилителя с большим коэффициентом усиления. Такой метод дает возможность использовать множительные устройства для построения делительных (фиг. XX. 15).



Фиг. XX. 15. Делительное устройство, основанное на применении множительного элемента.

Напряжения U_1, U_2, U_3 связаны между собой соотношением $U_1 - aU_2U_3 = \frac{U_3}{K}$.

При достаточно большом значении K получим

$$U_3 = \frac{1}{a} \frac{U_1}{U_2}. \qquad (XX.30)$$

Другой способ использования множительных устройств для выполнения деления заключается в комбинировании множительного устройства с функциональным элементом, реализующим величину + обратную делителю.

7. УМНОЖЕНИЕ НА ПОСТОЯННЫЙ МНОЖИТЕЛЬ

Умножение переменной величины на постоянный множитель выполняется очень просто — путем изменения соответствующих масштабов.

Допустим, что некоторая физическая величина N воспроизводит математическую величину X в масштабе $K_X = \frac{X}{N}$. Величина N определяется по формуле

$$N = \frac{X}{K_X}. \qquad (XX.31)$$

Умножив числитель и знаменатель правой части этого выражения на постоянную C, получим

$$N = \frac{CX}{CK_X} = \frac{Z}{K_Z}. \qquad (XX.32)$$

Формулы (XX. 31) и (XX. 32) показывают, что величина N пропорциональна X и CX. Следовательно, величина N воспроизводит не только значение X в масштабе K_X, но и величину $Z = CX$ в масштабе $K_Z = CK_X$.

Таким образом, для того чтобы переменную величину X умножить на постоянный множитель C, достаточно вместо масштаба K_X принять масштаб K_Z.

Если $C < 0$, то, умножив переменную X на $|C|$, следует при вводе функции $Z = CX = -|C|X$ в последующие вычислительные устройства учесть знак минус. Для этого можно, например, придать необходимое направление перемещениям соответствующих деталей или изменить полярность соответствующего напряжения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Детали и элементы радиолокационных станций, т. III, изд. «Советское радио», 1953.

2. Кобринский Н. Е., Математические машины непрерывного действия, Гостехиздат, 1954.

3. Корн Г., Корн Т., Электронные моделирующие устройства, ИЛ, 1956.

4. Лебедев А. Н., Счетно-решающие устройства, Машгиз, 1958.

5. Итоги науки, Технические науки, 1, Проблемы теории нелинейных систем автоматического регулирования и управления, под ред. Я. З. Цыпкина, АН СССР, 1957.

ГЛАВА XXI

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Функциональными вычислительными элементами называют устройства, воспроизводящие функции от одной и двух переменных $Z = Z(X)$ или $Z = Z(X, Y)$.

Применение таких элементов в ряде случаев значительно упрощает автоматическую выработку заданной функции. Например, при воспроизведении сложной функции вида

$$Z = C_1X + C_2X^2 + C_3X^3 = Z(X)$$

один из функциональных вычислительных элементов заменяет два суммирующих и два множительных вычислительных устройства.

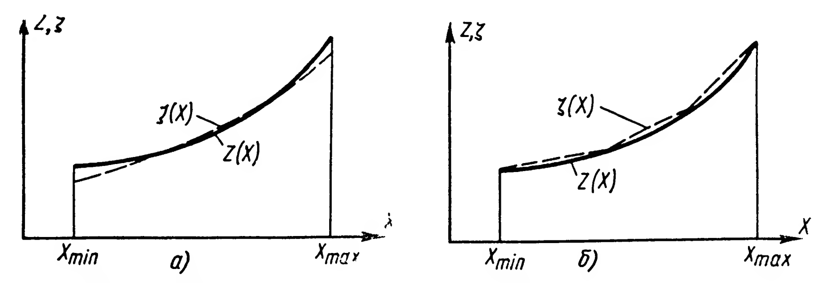
Функциональные элементы широко используются также и для воспроизведения табличных зависимостей.

В целях упрощения конструкции и технологии изготовления соответствующих функциональных устройств на практике часто довольствуются приближенным воспроизведением заданных зависимостей. При этом используются два вида аппроксимации нелинейных функций — криволинейная и кусочно-линейная. В обоих случаях заданная функция $Z = Z(X)$ приближенно с практически достаточной точностью заменяется некоторой другой функцией $\zeta = \zeta(X) \approx Z(X)$.

Если аппроксимация криволинейная, то функция $\zeta(X)$ графически изображается некоторой кривой (фиг. XXI. 1, *а*), достаточно близко совпадающей в рабочем диапазоне $X_{min} \leqslant X \leqslant X_{max}$ с кривой заданной зависимости $Z(X)$. Для случая, когда мы имеем дело с кусочно-линейной аппроксимацией, фукция $\zeta(X)$ графически изображается ломаной линией (фиг. XXI. 1, *б*).

Для осуществления криволинейной аппроксимации используются линейные нагруженные потенциометры и электронные лампы со специальными характеристиками. При кусочно-линейной аппроксимации используются потенциометры со ступенчатыми каркасами, линейные потенциометры с шунтирующими сопротивлениями и устройства, основанные на применении вентилей

Функциональные вычислительные элементы могут быть универсальными и специализированными. В первом случае они используются для воспроизведения любых функций вида $Z = Z(X)$ или



Фиг. XXI. 1. Криволинейная и кусочно-линейная аппроксимация заданной функции.

$Z = Z(X, Y)$. Специализированные элементы воспроизводят только определенные зависимости, например $Z = \cos X$, $Z = X \sin Y$.

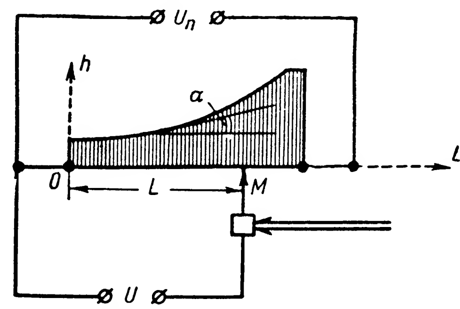
1. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ПОТЕНЦИОМЕТРЫ С ПРОФИЛИРОВАННЫМИ КАРКАСАМИ

Если каркас потенциометра с непрерывной намоткой выполнить не прямоугольным [1], а фигурным (фиг. XXI. 2), то сопротивление r на участке OM потенциометра находится в некоторой нелинейной функциональной зависимости от перемещения L движка:

$$r = f(L). \qquad (XXI.1)$$

При определенном характере этой зависимости и при условии пропорциональности перемещения L независимой переменной X сопротивление r будет воспроизводить заданную монотонно возрастающую фунцию

$$Z = Z(X). \qquad (XXI.2)$$



Фиг. XXI. 2. Функциональный потенциометр с профилированным каркасом.

Форма каркаса определяет необходимый закон изменения сопротивления, т. е. уравнение профилирующей кривой

$$h = F(L). \qquad (XXI.3)$$

Допустим, что при переходе с одного витка намотки на соседний движок потенциометра перемещается на расстояние ΔL, в результате чего сопротивление r изменяется на величину

$$\Delta r = f(L + \Delta L) - f(L).$$

[1] Как у линейных потенциометров (раздел I, глава IV).

Значение ΔL при плотной укладке витков провода равно диаметру этого провода с учетом изоляции $d_{из}$. Если диаметр достаточно мал, то можно принять

$$\Delta r = \frac{d}{dL} f(L)\, \Delta L = \frac{dr}{dL}\, d_{из}. \qquad (XXI.4)$$

С другой стороны, величина Δr характеризует сопротивление одного витка, заключенного между двумя соседними точками контакта, поэтому

$$\Delta r = l\rho_0, \qquad (XXI.5)$$

где ρ_0 — сопротивление единицы длины проволоки.

Длина витка l определяется по формуле

$$l = 2h + 2b + 2\pi \frac{d_{из}}{2}. \qquad (XXI.6)$$

Приравнивая выражения (XXI.4) и (XXI.5), получим

$$\frac{dr}{dL} d_{из} = (2h + 2b + \pi d_{из})\, \rho_0; \qquad (XXI.7)$$

отсюда

$$h = F(L) = \frac{d_{из}}{2\rho_0} f'(L) - \left(b + \frac{\pi d_{из}}{2}\right),$$

где

$$f'(L) = \frac{dr}{dL}.$$

Во избежание затруднений, которые могут возникнуть при намотке на каркас проволоки, абсолютное значение угла подъема α профиля каркаса не должно превышать некоторого предельного значения $\alpha_{доп}$; обычно принимают $\alpha_{доп} \approx 20 \div 30°$. Поэтому уравнение (XXI.7) должно удовлетворять условию

$$\left| \frac{dh}{dL} \right|_{\max} \leqslant \operatorname{tg} \alpha_{доп}$$

или

$$\frac{d_{из}}{2\rho_0} \left| f''(L) \right|_{\max} \leqslant \operatorname{tg} \alpha_{доп}. \qquad (XXI.8)$$

При непрерывном перемещении движка и переходе контакта с одного витка на другой величина сопротивления r меняется скачкообразно. В результате этого изменение воспроизводимой функции имеет ступенчатый характер.

Величина скачка сопротивления определяется равенством

$$\Delta r = l\rho_0. \qquad (XXI.9)$$

Ошибки в значениях сопротивления r и напряжения U, обусловленные ступенчатостью, находим по формулам

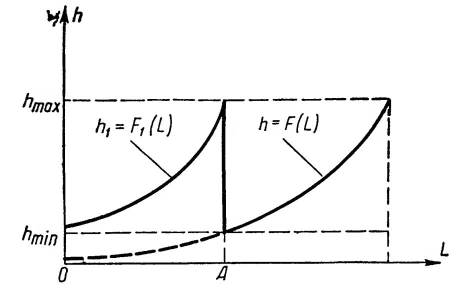
$$\delta r \leqslant \frac{1}{2} \Delta r, \tag{XXI. 10}$$

$$\delta U \leqslant \frac{1}{2} \frac{U_n}{r_n} \Delta r. \tag{XXI. 11}$$

Если соответственно заданной точности скачок сопротивления не должен превышать значения $\Delta r_{\max}$, то, используя выражения (XXI. 8) и (XXI. 9), получим

$$l\rho_0 = (2h_{\max} + 2b + \pi d_{из}) \rho_0 = d_{из} \, |f'(L)|_{\max} \leqslant \Delta r_{\max}. \tag{XXI. 12}$$

Это условие должно быть выполнено наряду с условием (XXI. 8). В тех случаях, когда высота каркаса слишком мала ($h_{\min} \leqslant 2 \div 3$ *мм*), практикуют секционирование каркаса (фиг. XXI. 3).



Фиг. XXI. 3. Секционирование каркаса.

Для участка OA, в пределах которого $h < h_{\min}$, выбирают провод диаметром $d_{из1} > d_{из}$ и увеличивают высоту каркаса до $h_1 = F_1(L) > h = F(L)$.

Если $f'(L) = 0$, то в некотором диапазоне значений L следует принять $F(L) = 0$. Форма каркаса в этом диапазоне значения не имеет, так как все витки провода должны быть заколочены.

По формуле (XXI. 7) определяется профиль каркаса, при условии, что витки провода располагаются на каркасе перпендикулярно его прямолинейному основанию и не сползают на криволинейной стороне при намотке. Достигнуть этого практически весьма трудно, и значительно проще укладывать витки вплотную один к другому. Однако в этом случае они располагаются к основанию под некоторым углом, переменным по величине, и профиль каркаса должен соответствовать не функции $h = F(L)$, а некоторой новой зависимости $h_c = \Phi(L_c)$, которая определяется следующим образом. В случае, если витки имеют наклон, то некоторому значению координаты L соответствует виток, занимающий положение отрезка AM (фиг. XXI. 4), длина которого равна $h = F(L)$. В этом случае координаты точки M каркаса должны быть равны

$$h_c = \sqrt{h^2 - \sigma^2} \tag{XXI. 13}$$

и

$$L_c = L - \sigma, \tag{XXI. 14}$$

где σ — смещение витка в направлении основания каркаса.

Положение следующего витка определяется отрезком A_1M_1, который можно считать параллельным отрезку AM.

Проведя прямую MC, параллельную основанию каркаса, получаем равнобедренный треугольник MCM_1, причем $MC = AA_1 = MM_1 = dL$, $M_1C = dh$.

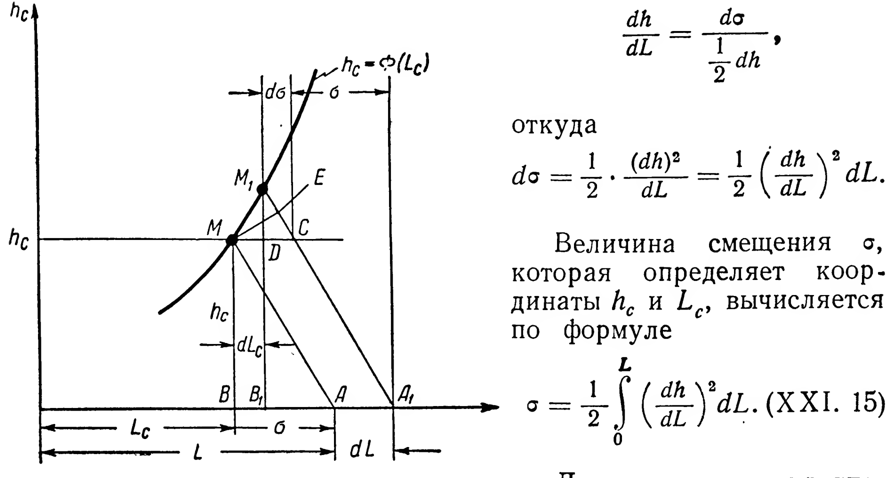
Опустив высоту M_1D, получаем отрезки $MD = dL_c$ и $DC = d\sigma$. Высота ME делит отрезок M_1C попалам.

Из подобия треугольников MEC и M_1DC имеем

$$\frac{dh}{dL} = \frac{d\sigma}{\frac{1}{2}dh},$$

откуда

$$d\sigma = \frac{1}{2} \cdot \frac{(dh)^2}{dL} = \frac{1}{2}\left(\frac{dh}{dL}\right)^2 dL.$$



Фиг. XXI. 4. Учет смещения витков намотки.

Величина смещения σ, которая определяет координаты h_c и L_c, вычисляется по формуле

$$\sigma = \frac{1}{2}\int_0^L \left(\frac{dh}{dL}\right)^2 dL. \quad \text{(XXI. 15)}$$

До сих пор мы предполагали, что моделируемая функция $Z(X)$ монотонна и знак ее в рабочем интервале значений аргумента не меняется. Однако потенциометр с профилированным каркасом можно применить и для воспроизведения знакопеременных и немонотонных функций.

При воспроизведении знакопеременной монотонной функции, проходящей через нуль (фиг. XXI. 5, *а*), потенциометр имеет среднюю точку O, которая делит его на два участка: OA и OB. Полные сопротивления этих участков удовлетворяют пропорции

$$\frac{r_A}{Z_{max}} = \frac{r_B}{|Z_{min}|}.$$

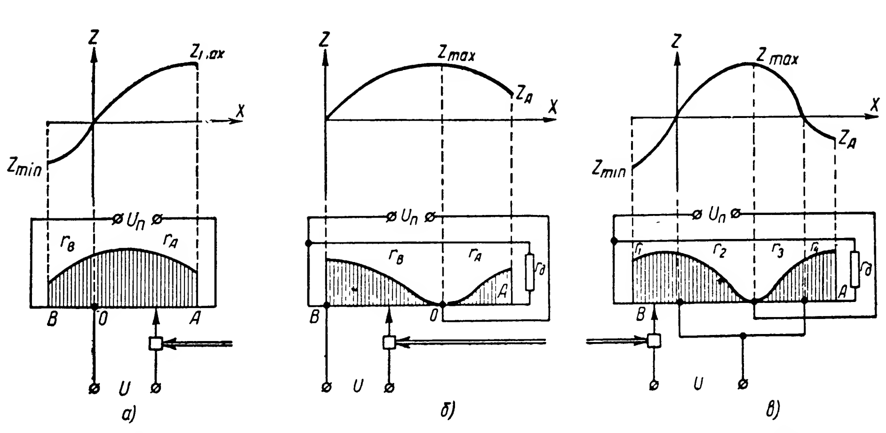
В случае реализации немонотонной функции, изображенной на фиг. XXI. 5, *б*, потенциометр имеет добавочное сопротивление $r_д$, а средняя точка делит его на участки OA и OB с сопротивлениями r_A и r_B, причем

$$\frac{r_B}{Z_{max}} = \frac{r_д}{Z_A} = \frac{r_A}{Z_{max} - Z_A}.$$

Если знакопеременная и немонотонная функция изображается кривой, показанной на фиг. XXI. 5, *в*, то потенциометр разделяется

на четыре участка с сопротивлениями r_1, r_2, r_3, r_4 и имеет добавочное сопротивление r_∂. При этом

$$\frac{r_1}{|Z_{\min}|} = \frac{r_2}{Z_{\max}} = \frac{r_3}{Z_{\max}} = \frac{r_4}{|Z_A|} = \frac{r_\partial}{|Z_{\min}| - |Z_A|}.$$



Фиг. XXI. 5. Моделирование знакопеременных и немонотонных функций.

Если каркас соответствующего профиля имеет цилиндрическую форму, а движок вращающийся, то можно воспроизводить периодические функции, например синуса и косинуса.

2. КОРРЕКЦИЯ ВЛИЯНИЯ НАГРУЗКИ ПОТЕНЦИОМЕТРОВ

Нагрузка потенциометра, используемого в качестве делителя напряжения, вызывает дополнительное падение напряжения, что приводит к появлению ошибки в значении моделируемой функции. Для того чтобы скорректировать эту ошибку, каркасу придается определенный профиль.

Если к выходным зажимам потенциометра подключена нагрузка в виде некоторого сопротивления $r_н$, то выходное напряжение определяется по формуле

$$U_н = U_п \frac{r_н r}{r_п r_н + r_п r - r^2}.$$

Наибольшим это напряжение будет при $r = r_п$: $U_{н\,\max} = U_п$. Определим закон изменения сопротивления r в зависимости от значения L, т. е. $r = f(L)$, при котором напряжение $U_н$ моделировало бы заданную функцию $Z = Z(X)$ без погрешности.

Вводя масштаб

$$K_Z = \frac{Z}{U_н}, \qquad \text{(XXI. 16)}$$

получим

$$\frac{Z}{K_Z} = U_п \frac{r_п r}{r_п r_н + r_п r - r^2}. \qquad \text{(XXI. 17)}$$

Отсюда получим квадратное уравнение:

$$Zr^2 - r_n (Z - K_Z U_n) r - r_n r_н Z = 0.$$

Решая это уравнение, находим

$$r = f(L) =$$

$$= \frac{[Z(K_L L) - K_Z U_n] r_n + \sqrt{[Z(K_L L) - K_Z U_n]^2 r_n^2 + 4 r_n r_н [Z(K_L L)]^2}}{2Z(K_L L)}, \quad \text{(XXI. 18)}$$

где

$$Z = Z(X) = Z(K_L L).$$

Так как значение r может быть только положительным, а абсолютная величина радикала больше слагаемого $[Z(K_L L) - K_Z U_n] r_n$, то перед радикалом поставлен знак плюс.

Если $Z(K_L L) = 0$, то полученное уравнение выражает неопределенность. Это означает, что при небольших значениях Z в результате расчета сопротивления r по формуле (XXI. 18) могут получаться большие погрешности. Во избежание этого при малых значениях Z и r следует в знаменателе выражения (XXI. 17) пренебречь членом r^2 вследствие его малости.

В этом случае

$$r = f(L) = \frac{r_n r_н Z(K_L \cdot L)}{K_Z U_n r_н - r_n Z(K_L L)}. \quad \text{(XXI. 19)}$$

Формулы (XXI. 18) и (XXI. 19) определяют профиль каркаса с учетом постоянной нагрузки потенциометра.

При каскадном соединении нескольких потенциометров, когда коррекция влияния нагрузки изменением формы каркаса невозможна, практикуется включение добавочных функциональных потенциометров, стабилизирующих входное сопротивление рабочих потенциометров.

Устройство, схема которого изображена на фиг. XXI. 6, состоит из рабочего потенциометра $П_р$ и стабилизирующего потенциометра $П_с$. Выходное напряжение рабочего потенциометра должно воспроизводить некоторую функцию $Z = Z(X)$. Стабилизирующий потенциометр предназначен только для стабилизации полного входного сопротивления всей схемы.

Полное входное сопротивление схемы определяется по формуле

$$r_{вх} = r_{pn} - r_p + \frac{r_p r_н}{r_p + r_н} + r_c = \text{const},$$

откуда

$$r_c = r_{вх} - r_{pn} + \frac{r_p^2}{r_p + r_н}.$$

Если принять $r_{вх} = r_{pn}$, то

$$r_c = \frac{r_p^2}{r_p + r_н}. \quad \text{(XXI. 20)}$$

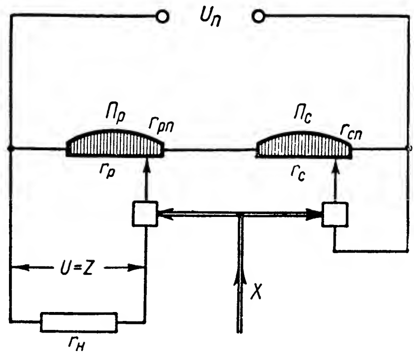
Выходное напряжение схемы определяется по формуле

$$U = \frac{U_n}{r_{вх}} \cdot \frac{r_p r_н}{r_p + r_н}. \qquad (XXI.21)$$

Это напряжение представляет собой определенную функцию перемещения движка L:

$$U = \varphi(L) = \frac{Z(K_L L)}{K_Z}.$$

Следовательно, на основании выражения (XXI. 21) можно определить необходимый закон изменения сопротивления r_p в зависимости от величины L.



Фиг. XXI. 6. Схема соединения рабочего и стабилизирующего потенциометров.

После несложных преобразований получим

$$r_p = r_н \frac{\beta U}{U_n + \beta U},$$

где

$$\beta = \frac{r_{pn}}{r_н}$$

или

$$r_p = f(L) = r_н \frac{\beta \varphi(L)}{U_n + \beta \varphi(L)}. \qquad (XXI.22)$$

Рассмотренная схема пригодна для воспроизведения функций, монотонно изменяющихся в рабочем диапазоне. Такие схемы могут быть составлены также для функций, имеющих максимум или минимум в рабочем диапазоне и для знакопеременных функций.

Рабочий и стабилизирующий потенциометры помещаются в один общий корпус, а их движки устанавливаются на общей оси.

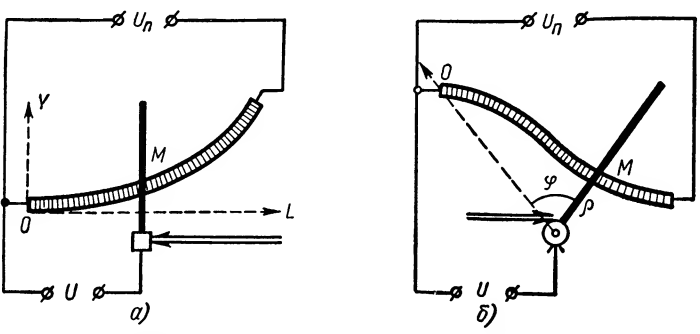
Возможна также стабилизация выходного сопротивления и даже одновременная стабилизация обоих сопротивлений.

3. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ПОТЕНЦИОМЕТР С ИЗОГНУТЫМ ПРЯМОУГОЛЬНЫМ КАРКАСОМ

Равномерная намотка провода на профилированный каркас связана с определенными трудностями. Ввиду этого были разработаны различные методы использования каркасов прямоугольной формы с равномерно распределенной намоткой. К таким методам относится изгиб прямоугольного каркаса по длине соответственно заданной функции.

Рассмотрим схему функционального потенциометра с изогнутым прямоугольным каркасом и движком, совершающим поступательное перемещение (фиг. XXI. 7, *а*). Предположим, что закон изменения сопротивления r на участке OM в зависимости от смещения L движка задан.

Необходимо найти уравнение кривой $Y = F(L)$, в соответствии с которой должен быть изогнут каркас после намотки сопротивления.



Фиг. XXI. 7. Функциональные потенциометры с изогнутым каркасом.

Так как намотка равномерная, то

$$\frac{r_n}{s_n} = \frac{r}{s} = \frac{dr}{ds},$$

где s — длина дуги OM;

r_n — полное сопротивление потенциометра;

s_n — длина каркаса.

Отсюда

$$dr = \frac{r_n}{s_n} ds.$$

Дифференциал дуги равен

$$ds = \sqrt{dY^2 + dL^2},$$

поэтому

$$dr = \frac{r_n}{s_n}\sqrt{dY^2 + dL^2}.$$

Отсюда находим

$$dY = \sqrt{\left(\frac{s_n}{r_n}\right)^2 \left(\frac{dr}{dL}\right) - 1}\, dL$$

и, наконец,

$$Y = F(L) = \int_0^L \sqrt{\left(\frac{s_n}{r_n}\right)^2 [f'(L)]^2 - 1}\, dL, \qquad \text{(XXI. 23)}$$

где $f'(L) = \frac{dr}{dL}$.

Если движок совершает вращательное движение (фиг. XXI. 7, *б*), то дифференциал дуги ds определяется по формуле

$$ds = \sqrt{\rho^2 d\varphi^2 + d\rho^2}.$$

В этом случае

$$dr = \frac{r_n}{s_n}\sqrt{\rho^2 d\varphi^2 + d\rho^2}.$$

Отсюда получим дифференциальное уравнение:

$$\left(\frac{r_n}{s_n}\right)^2 \rho^2 + \left(\frac{d\rho}{d\varphi}\right)^2 - [f'(\varphi)]^2 = 0, \qquad \text{(XXI. 24)}$$

где $\rho = F(\varphi)$ — уравнение кривой изгиба каркаса;

$$f'(\varphi) = \frac{dr}{d\varphi}, \qquad \text{(XXI. 25)}$$

$r = f(\varphi)$ — заданный закон изменения сопротивления участка OM в зависимости от угла поворота φ движка.

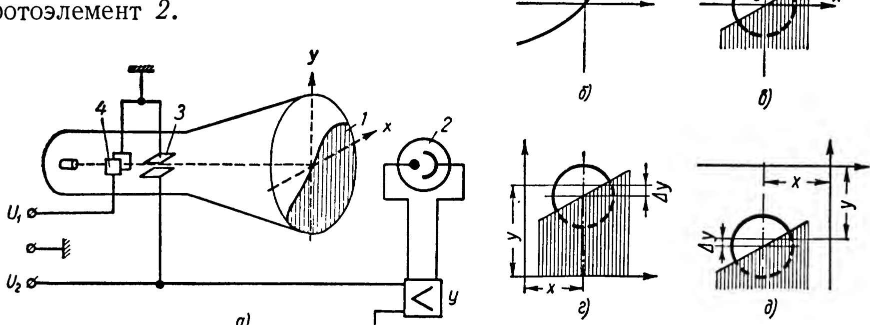
Функция $F(\varphi)$ может быть получена путем численного интегрирования уравнения (XXI. 24).

Потенциометры с изогнутым каркасом пригодны для воспроизведения весьма ограниченного количества функций и характеризуются низкой точностью.

4. ВОСПРОИЗВЕДЕНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ФУНКЦИЙ ПРИ ПОМОЩИ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОЙ ТРУБКИ

В ряде случаев для воспроизведения нелинейных функций может быть использовано устройство, основанное на применении электронно-лучевой трубки (фиг. XXI. 8).

Экран трубки, форма которого определяется кривой $y = f(x)$, прикрывается ширмой *1*. Перед экраном установлен фотоэлемент *2*.



Фиг. XXI. 8. Воспроизведение нелинейных функций при помощи электронно-лучевой трубки.

Входное напряжение U_1 приложено к горизонтально отклоняющим пластинам *4*. Это напряжение вызывает отклонение пятна на экране трубки в направлении оси X. К вертикально отклоняющим пластинам *3* приложено выходное напряжение U_2 дифференциального усилителя $У$, определяемое по формуле

$$U_2 = K(U_{см} - U_{фэ}), \qquad \text{(XXI. 26)}$$

где K — коэффициент усиления;

$U_{см}$ — напряжение смещения;

$U_{фэ}$ — напряжение на выходе фотоэлемента.

Напряжение U_2 представляет собой также выходное напряжение всего устройства.

Вертикально отклоняющие пластины, усилитель и фотоэлемент электрически соединяются таким образом, что напряжение $U_{см}$ вызывает отклонение электронного пучка вверх, а напряжение $U_{фэ}$ — вниз.

Допустим для упрощения доказательства, что кривая $y = f(x)$ проходит через начало системы координат oxy, которое совпадает с центром экрана (фиг. XXI. 8, *а*). В этом случае напряжение смещения $U_{см}$ подбирается таким образом, чтобы при $U_1 = 0$ центр пятна совмещался с центром экрана. В этот момент половина пятна закрыта ширмой (фиг. XXI. 8, *б*) * и соблюдаются равенства

$$U_{фэ} = U_{фэо} = U_{см};$$

$$U_2 = K(U_{см} - U_{фэ}).$$

Предположим, что под действием входного напряжения $U_1 > 0$ пятно смещается в область положительных значений x на расстояние

$$x = c_x U_1, \qquad \text{(XXI. 27)}$$

где C_x — коэффициент пропорциональности.

По мере смещения пятна оно прикрывается ширмой до тех пор, пока $U_{фэ} < U_{фэо}$. В результате этого под действием напряжения $U_2 = K(U_{см} - U_{фэ}) > 0$ пятно смещается в вертикальном направлении, на расстояние, определяемое по формуле

$$y - \Delta y = c_y U_2, \qquad \text{(XXI. 28)}$$

в положение, изображенное на фиг. XXI. 8, *в*. Центр пятна должен располагаться несколько ниже среза ширмы, ибо при несоблюдении этого условия $U_{фэ} = U_{фэо}$ и $U_2 = 0$.

Выходное напряжение фотоэлемента при новом положении пятна определяется по формуле

$$U_{фэ} = U_{фэо} - \Delta U_{фэ},$$

причем, можно принять, что $\Delta U_{фэ} = \beta \Delta y$. В этом случае

$$U_2 = K\beta\Delta y,$$

откуда $\Delta y = \frac{U_2}{K\beta}$ (β — коэффициент пропорциональности).

При достаточно большом коэффициенте усиления усилителя ($K \gg 1$) можно считать $\Delta y \approx 0$. Тогда

$$U_2 = \frac{1}{c_y} y. \qquad \text{(XXI. 29)}$$

* Считаем, что пятно имеет форму окружности и соответствующий участок среза ширмы прямолинейный.

Таким образом, при изменении входного напряжения U_1 пятно скользит по срезу ширмы, а выходное напряжение U_2 пропорционально координате y.

То же самое происходит при смещении пятна из центра экрана в область отрицательных значений x (при $U_1 < 0$) с той лишь разницей, что центр пятна располагается несколько выше среза ширмы (фиг. XXI. 8, *г*).

Для воспроизведения напряжением U_2 заданной функции $Z = Z(X)$ необходимо, чтобы вертикальное и горизонтальное смещение пятна, т. е. координаты y и x точек среза ширмы, были пропорциональны функции Z и аргументу X. Поэтому в первую очередь ширме следует придать вполне определенную конфигурацию.

Введя масштабы

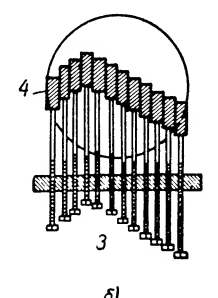
$$K_y = \frac{Z}{y} \qquad \text{(XXI. 30)}$$

и

$$K_x = \frac{X}{x}, \qquad \text{(XXI. 31)}$$

получаем уравнение профиля ширмы:

$$y = f(x) = \frac{1}{K_y} \cdot Z(K_x x). \qquad \text{(XXI. 32)}$$



Фиг. XXI. 9. Регулируемые ширмы:

1 — гибкая резиновая ширма; *2* — основание ширмы; *3* — установочные винты; *4* — полосы из непрозрачного материала.

Из выражений (XXI. 27) и (XXI. 31) находим масштаб входного напряжения:

$$K_{U_1} = \frac{X}{U_1} = K_x c_x. \qquad \text{(XXI. 33)}$$

На основании выражений (XXI. 9) и (XXI. 30) определяем масштаб выходного напряжения:

$$K_{U_2} = \frac{Z}{U_2} = K_y c_y. \qquad \text{(XXI. 34)}$$

В случае необходимости начало системы координат oxy может быть смещено из центра в любую точку экрана. Смещение по оси oy достигается изменением напряжения $U_{см}$, а смещение по оси ox — вводом начального значения входного напряжения U_{10}.

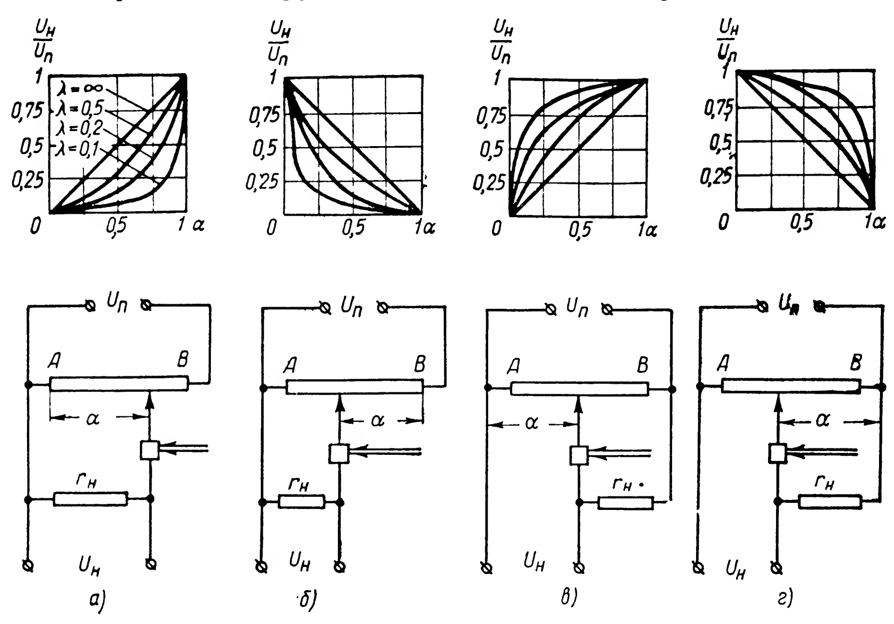
К достоинствам рассмотренного устройства следует отнести его относительную простоту и отсутствие инерционности.

Точность устройства зависит от коэффициента усиления усилителя, чувствительности фотоэлемента и формы пятна. По данным, приведенным в литературных источниках, она достигает 1%.

В некоторых случаях точность может быть увеличена применением регулируемых ширм (фиг. XXI. 9).

5. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ НАГРУЗКИ ЛИНЕЙНЫХ ПОТЕНЦИОМЕТРОВ ДЛЯ АППРОКСИМАЦИИ НЕЛИНЕЙНЫХ ФУНКЦИЙ

Для приближенного воспроизведения некоторых нелинейных зависимостей можно использовать влияние на закон изменения выходного напряжения нагрузки линейных потенциометров.



Фиг. XXI. 10. Нагруженный линейный потенциометр.

Выходное напряжение нагруженного линейного потенциометра, изображенного на фиг. XXI. 10, *а*, определяется выражением

$$\dot{U}_н = U_п \frac{r_н r}{r_н r_п + r_п r - r^2}.$$

Введем обозначения:

$$\alpha = \frac{r}{r_п} = \frac{L}{L_п} \text{ и } \lambda = \frac{r_н}{r_п}.$$

Отсюда получим

$$U_н = U_п \frac{\lambda \alpha}{\lambda + \alpha - \alpha^2}. \qquad (XXI.35)$$

Координаты L или α определяют положение движка потенциометра относительно точки A.

Придавая коэффициенту λ ряд значений в пределах от 0 до 1, получим (фиг. XXI. 10, *а*) семейство кривых функции

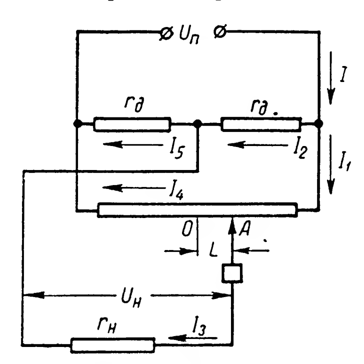
$$\frac{U_н}{U_п} = \frac{\lambda \alpha}{\lambda + \alpha - \alpha^2} = f(\lambda, \alpha). \qquad (XXI.36)$$

Если координаты α и λ отсчитывать относительно точки B потенциометра, то это семейство примет вид, изображенный на фиг. XXI. 10, *б*.

При подключении сопротивления $r_н$ к точке B потенциометра семейство кривых функции $\frac{U_н}{U_п}$ приобретает вид, показанный на фиг. XXI. 10, *в* и *г*. В некоторых случаях закон изменения выходного напряжения $U_н$ в зависимости от координаты α может с достаточной точностью аппроксимировать заданную функцию $Z = Z(X)$. Нагруженный линейный потенциометр, таким образом, представляет собой вычислительное устройство для приближенного воспроизведения некоторых линейных зависимостей.

Схемы включения потенциометра и сопротивления нагрузки могут быть разнообразны.

На фиг. XXI. 11 показана схема для воспроизведения тангенсной зависимости. Такая схема описывается следующей системой уравнений:



Фиг. XXI. 11. Схема для аппроксимации функции тангенса.

$$I_3 r_н - I_2 r_д + I_1\left(\frac{r_п}{2} - r\right) = 0;$$

$$I_3 r_н + I_5 r_д - I_4\left(\frac{r_п}{2} + r\right) = 0;$$

$$I_1\left(\frac{r_п}{2} - r\right) + I_4\left(\frac{r_п}{2} + r\right) = U_п;$$

$$I_1 = I_3 + I_4;$$

$$I_5 = I_2 + I_3.$$

Решение этой системы относительно силы тока I_3 имеет вид

$$I_3 = U_п \frac{4r}{4r_н r_п + 2r_д r_п + r_п^2 - 4r^2}.$$

Падение напряжения на сопротивлении нагрузки определяется по формуле

$$U_н = U_п \frac{4rr_н}{4r_н r_п + 2r_д r_п + r_п^2 - 4r^2}. \qquad \text{(XXI. 37)}$$

Введя обозначения

$$\alpha = \frac{r}{\frac{r_п}{2}} = \frac{L}{\frac{L_п}{2}} \text{ и } \beta = \frac{r_д}{r_п}, \quad \lambda = \frac{r_н}{r_п},$$

получим

$$U_н = U_п \frac{2\lambda\alpha}{4\lambda + 2\beta + 1 - \alpha^2}. \qquad \text{(XXI. 38)}$$

Величина α характеризует перемещение $OA = L$ движка, выраженное в относительных единицах, в зависимости от положения движка относительно точки O. Значение α может быть положительным или отрицательным.

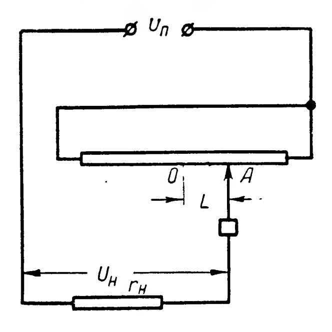
Предположим, что

$$4\lambda + 2\beta + 1 = \frac{1}{\gamma} \quad \text{и} \quad \frac{\alpha}{1 - \gamma\alpha^2} = f(a).$$

В этом случае

$$U_н = U_п \cdot 2\lambda\gamma f(\alpha). \qquad \text{(XXI. 39)}$$

Разложив функцию $f(\alpha)$ по степеням α, получим



Фиг. XXI. 12. Схема для аппроксимации функции секанса.

$$f(\alpha) = \frac{\alpha}{1 - \gamma\alpha^2} = \alpha + \gamma\alpha^3 + \gamma^2\alpha^5 + \ldots$$

Если $\gamma = \frac{1}{3}$, то

$$f(\alpha) = \alpha + \frac{1}{3}\alpha^3 + \frac{1}{9}\alpha^5 + \ldots \qquad \text{(XXI. 40)}$$

При разложении в ряд функции тангенса получим

$$\operatorname{tg}\alpha = \alpha + \frac{1}{3}\alpha^3 + \frac{2}{15}\alpha^5 + \ldots \qquad \text{(XXI. 41)}$$

Сравнение выражений (XXI. 40) и (XXI. 41) показывает, что практически с довольно высокой степенью точности можно принять $f(\alpha) \approx \operatorname{tg}\alpha$. Получающаяся при этом ошибка составляет примерно $\frac{1}{9}\alpha^5 - \frac{2}{15}\alpha^5 = \frac{1}{45}\alpha^5$. При $\alpha = \frac{\pi}{4}$, например, ошибка будет равна $\frac{1}{45}\left(\frac{\pi}{4}\right)^5 \approx 0{,}7\%$.

По схеме, приведенной на фиг. XXI. 12, можно аппроксимировать функцию секанса. Входное сопротивление схемы определяется по формуле

$$r_{вх} = \frac{\left(\frac{r_п}{2} + r\right)\left(\frac{r_п}{2} - r\right)}{r_п} + r_н = \frac{1}{r_п}\left(\frac{r_п^2}{4} - r^2 + r_н r_п\right),$$

откуда выходное напряжение будет равно

$$U_н = \frac{U_п}{r_{вх}} r_н = U_п \frac{4r_н r_п}{r_п^2 + 4r_н r_п - 4r^2}.$$

Введя обозначения

$$\alpha = \frac{r}{\frac{r_п}{2}} = \frac{L}{\frac{L_п}{2}} \quad \text{и} \quad \lambda = \frac{r_н}{r_п},$$

получим

$$U_н = U_п \frac{4\lambda}{1+4\lambda-\alpha^2}. \qquad \text{(XXI. 42)}$$

Предположим, что $1 + 4\lambda = \frac{1}{\gamma}$. Тогда

$$U_н = U_п \frac{4\lambda\gamma}{1-\gamma\alpha^2}. \qquad \text{(XXI. 43)}$$

Если $\gamma = \frac{1}{2}$, то знаменатель этого выражения представляет собой первые два члена разложения в ряд функции косинуса. Действительно,

$$\cos\alpha = 1 - \frac{1}{2!}\alpha^2 + \frac{1}{4!}\alpha^4 + \ldots$$

поэтому можно принять

$$\frac{1}{1-\frac{\alpha^2}{4}} \approx \frac{1}{\cos\alpha} = \sec\alpha.$$

6. КРИВОЛИНЕЙНАЯ АППРОКСИМАЦИЯ ПРИ ПОМОЩИ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП СО СПЕЦИАЛЬНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

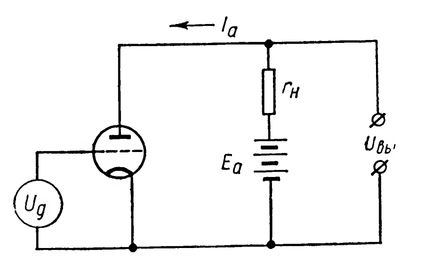
В некоторых случаях криволинейная аппроксимация заданной функции $Z = Z(X)$ может быть осуществлена при помощи электронной лампы с соответствующей нелинейной характеристикой.

Изменение выходного напряжения $U_{вых}$ в схеме, изображенной на фиг. XXI. 13, при изменении напряжения на сетке U_g определяется по формуле

$$U_{вых} = -I_a r_н.$$

Если $I_a = f(U_g)$, то

$$U_{вых} = -r_н f(U_g). \qquad \text{(XXI. 44)}$$



Фиг. XXI. 13. Аппроксимация заданной функции при помощи электронной лампы с нелинейной характеристикой.

Вводя масштабы

$$K_Z = \frac{Z}{U_{вых}} \quad \text{и} \quad K_X = \frac{X}{U_g},$$

находим

$$f(U_g) = -\frac{U_{вых}}{r_н} = -\frac{1}{K_Z r_н} Z(K_X U_g). \qquad \text{(XXI. 45)}$$

Соответствующим образом подбирая электронную лампу и наиболее подходящий участок ее характеристики, можно с большей или меньшей точностью аппроксимировать функцию $f(U_g)$.

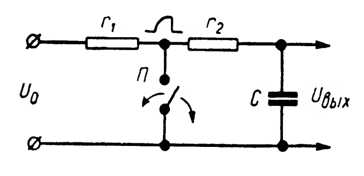
Для этого используется фактическая зависимость изменения анодного тока I_a от изменения сеточного напряжения U_g. В качестве

примера можно привести триод 6С5, сеточные характеристики которого в некотором диапазоне дают возможность аппроксимировать функцию $Z = X^2$.

Недостатком устройств, основанных на использовании нелинейных характеристик электронных ламп является то, что эти характеристики не отличаются высокой стабильностью и могут служить для аппроксимации заданной функции обычно только в узком диапазоне изменения величин.

7. КРИВОЛИНЕЙНАЯ АППРОКСИМАЦИЯ ПРИ ПОМОЩИ ИМПУЛЬСНЫХ УСТРОЙСТВ

Криволинейная аппроксимация многих функций одной независимой переменной может быть выполнена с помощью импульсных делителей напряжения, представляющих собой амплитудные модуляторы, изменяющие амплитуду прямоугольных электрических импульсов пропорционально входному сигналу.



Фиг. XXI. 14. Простейший импульсный делитель напряжения.

В простейшем исполнении (фиг. XXI. 14) такой модулятор содержит активные сопротивления r_1 и r_2, емкость C и непрерывно вибрирующий ключ $П$, режим работы которого характеризуется относительной длительностью размыкания:

$$k = \frac{\tau_з}{\tau_з + \tau_p} = \frac{\tau_з}{\tau}, \qquad \text{(XXI. 46)}$$

где $\tau_з$ — время зарядки конденсатора;
τ_p — время разрядки;
τ — полный период (цикл) работы ключа.

В реальных схемах импульсных делителей напряжения функции практически безынерционного ключевого элемента выполняет электронная лампа с малым внутренним сопротивлением, периодически запираемая отрицательными $П$ импульсами, поступающими на ее управляющую сетку.

Коэффициент передачи импульсного делителя определяется по формуле

$$\alpha = \frac{U_{вых}}{U_0} = \frac{k}{k + \gamma(1 - k)}, \qquad \text{(XXI. 47)}$$

где

$$\gamma = \frac{T_з}{T_p};$$

$T_з = (\tau_1 + \tau_2)\,C$ — постоянная времени заряда;
$T_p = r_2 C$ — постоянная времени разряда.

При $\gamma \neq 1$ коэффициент передачи является нелинейной функцией коэффициента заполнения (относительной длительности) прямо-

угольных электрических импульсов, поступающих на управляющую сетку ключевой лампы.

Представив это выражение в виде

$$U_{вых} = \alpha U_0 = U_0 \frac{k}{k + \gamma(1-k)} = U_0 F(k),$$

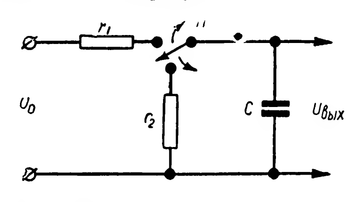
убеждаемся, что импульсный делитель характеризуется свойствами функционально-множительного звена, а воспроизводимые им кривые по характеру будут подобны кривым, изображенным на фиг. XXI. 10, *а*.

При изменении начала отсчета аргумента k по формуле

$$k_1 = 1 - k$$

(например, путем подачи управляющих импульсов с другого анода мультивибратора), выражение для коэффициента передачи импульсного делителя приобретает вид

$$\alpha_1 = \frac{1-k_1}{1 + k_1(\gamma - 1)}. \quad \text{(XXI. 48)}$$



Фиг. XXI. 15. Схема импульсного делителя с ключом последовательного типа.

Согласно выражениям (XXI. 47) и (XXI. 48), для получения выпуклых кривых должно выполняться условие

$$\gamma = \frac{T_з}{T_р} < 1,$$

которое легко реализуется в схеме, приведенной на фиг. XXI. 15.

В этом случае, при $r_1 < r_2$ имеем $\gamma < 1$, при $r_1 = r_2$ имеем $\gamma = 1$ и при $r_1 > r_2$ имеем $\gamma > 1$.

В более общем случае предполагается изменение знака входного сигнала U_0 и кривые, воспроизводимые импульсным делителем, располагаются в первом и четвертом квадрантах (фиг. XXI. 16).

Для распространения этих кривых на все квадранты координатной плоскости, необходимо перенести начало отсчета аргумента k по оси абсцисс таким образом, чтобы условие $\alpha = 0$ выполнялось при некотором промежуточном значении $0 < k_0 < 1$.

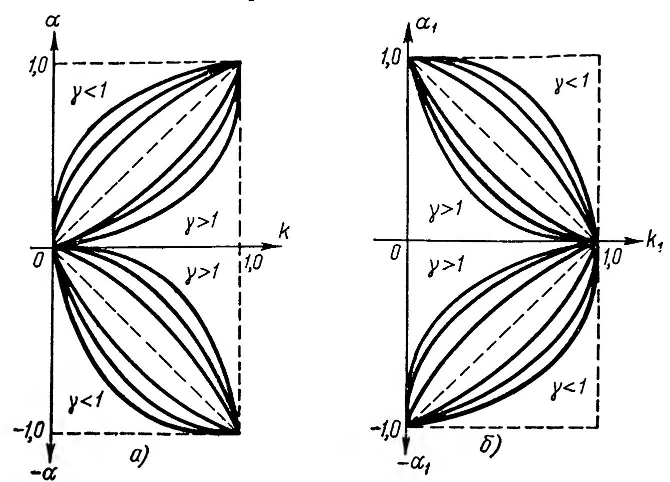
Как правило, это условие реализуется импульсными делителями, построенными по дифференциальной схеме, содержащей два ключа, работающих в противофазе. Например, для импульсного делителя, принципиальная схема которого приведена на фиг. XXI. 17,

$$\alpha = \frac{k}{k + \gamma(1-k)} - \frac{1-k}{1 + k(\gamma - 1)} =$$

$$= \frac{2\gamma(k - 0{,}5)}{[k + \gamma(1-k)][1 + k(\gamma - 1)]}, \quad \text{(XXI. 49)}$$

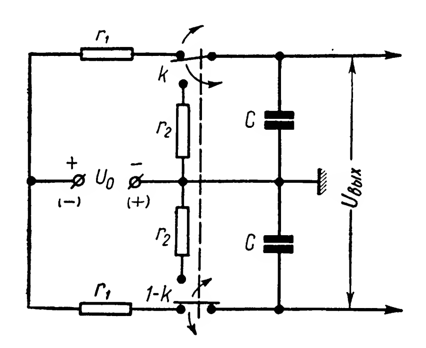
что соответствует кривым, изображенным на фиг. XXI. 18.

Перенос начала отсчета по оси ординат наиболее просто достигается подачей соответствующего фиксированного смещения на выход импульсного делителя напряжения.

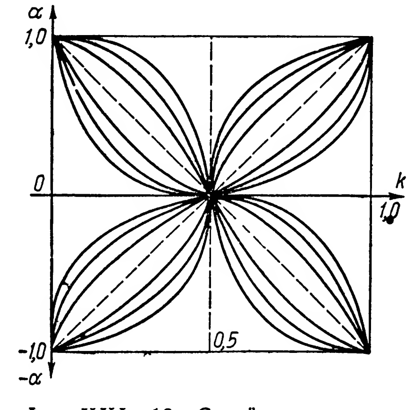


Фиг. XXI. 16. Семейства кривых, воспроизводимых импульсным делителем с ключом последовательного типа.

Необходимо иметь в виду, что последовательное включение ключевого элемента в схеме импульсного делителя (например, импульсного делителя, приведенного на фиг. XXI. 15) практически означает наличие двух ключевых ламп (фиг. XXI. 19).



Фиг. XXI. 17. Дифференциальный импульсный делитель с противофазными ключами.



Фиг. XXI. 18. Семейство кривых, воспроизводимых дифференциальным импульсным делителем.

Обе лампы должны управляться противофазно, т. е. когда одна из ламп открыта, другая должна быть закрыта, и наоборот.

Кривые, приведенные на фиг. XXI. 18, показывают, что простейшие импульсные делители дают возможность приближенно воспроизводить ряд функциональных зависимостей, логарифмических, сте-

пенных, показательных и тригонометрических в определенных пределах изменения аргумента, а также ряд табличных зависимостей.

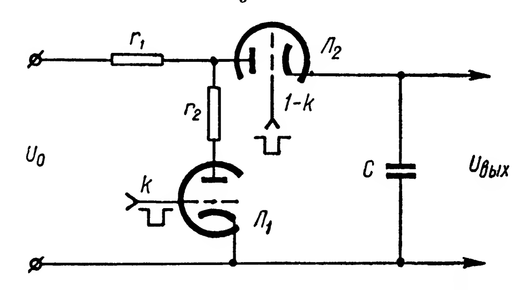
Усложнение схемы импульсного делителя вследствие введения дополнительных элементов, главным образом реактивных, резко изменяет характер основных зависимостей и, следовательно, характер воспроизводимых кривых. Так, например, для импульсного делителя, принципиальная схема которого приведена на фиг. XXI. 20, справедливо равенство

$$\alpha = \frac{U_{вых}}{U_0} = \frac{k}{[k + \gamma_1(1-k)][k + \gamma_2(1-k)] + \frac{r_1}{r_3}k(1-k)}, \quad \text{(XXI. 50)}$$

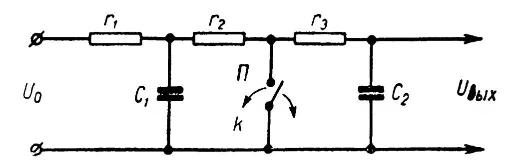
где

$$\gamma_1 = \frac{r_1 + r_2}{r_2};$$

$$\gamma_2 = \frac{r_2 + r_3}{r_3}.$$



Фиг. XXI. 19. Последовательный ключ.



Фиг. XXI. 20. Импульсный делитель с двумя реактивными элементами.

Реальные импульсные устройства, применяемые для криволинейной аппроксимации, в большинстве случаев выполняются по схеме с обратной связью (фиг. XX. 12). При этом характер воспроизводимой зависимости определяется коэффициентами передачи масштабного и решающего импульсных делителей.

Действительно, в этом случае

$$U_{вых} = U_2\alpha_2 = U_2 f_2(k) = U_2 f_2[\Phi_1(\alpha_1)] = U_2 f_2\left[\Phi_1\left(\frac{U_1}{U_0}\right)\right], \quad \text{(XXI. 51)}$$

так как

$$k = \Phi_1(\alpha_1) = \Phi_1\left(\frac{U_1}{U_0}\right).$$

Например, если

$$\left.\begin{aligned} \alpha_1 &= \frac{k}{k + \gamma_1(1-k)} = \frac{U_1}{U_0}, \\ \alpha_2 &= \frac{k}{k + \gamma_2(1-k)} = \frac{U_{вых}}{U_2}, \end{aligned}\right\} \quad \text{(XXI. 52)}$$

то

$$k = \frac{\alpha_1\gamma_1}{1 - \alpha_1(1-\gamma_1)} = \frac{\frac{U_1}{U_0}\gamma_1}{1 + \frac{U_1}{U_0}(1-\gamma_1)}$$

и

$$U_{вых} = U_2\alpha_2 = U_2 \frac{\alpha_1\gamma_1}{\alpha_1(\gamma_1 - \gamma_2) - \gamma_2} = U_2 \frac{\gamma_1}{\gamma_1 + \gamma_2\left(\frac{U_0}{U_1} - 1\right)}. \qquad \text{(XXI. 53)}$$

Согласно выражениям (XXI. 52), при $\gamma_1 > \gamma_2$ имеем $\alpha_2 > \alpha_1$, при $\gamma_1 = \gamma_2$ имеем $\alpha_2 = \alpha_1$ и при $\gamma_1 < \gamma_2$ имеем $\alpha_2 < \alpha_1$.

Отсюда следует, что кривые, воспроизводимые импульсным функциональным устройством, изображенным на фиг. XXI. 12, могут быть выпуклыми или вогнутыми, в зависимости от соотношения между коэффициентами γ_1 и γ_2, причем каждый из этих коэффициентов может быть больше единицы.

Фиг. XXI. 21. Воспроизведение членов степенного ряда.

Импульсный делитель напряжения удобен также для воспроизведения сложных функциональных зависимостей путем разложения их в степенные ряды.

Структурная схема электрической цепи, показанная на фиг. XXI. 21, содержит N последовательно соединенных импульсных делителей напряжения с равными коэффициентами передачи. Ключевые элементы каждого из этих делителей управляются общим потоком электрических импульсов.

В такой схеме выходной сигнал m-го импульсного делителя будет равен

$$U_m = U_0\alpha^m.$$

Если дополнить данную схему цепями алгебраического суммирования, подобрав надлежащим образом коэффициенты отдельных слагаемых a_0, a_1, a_2, ..., a_n, то можно сформировать выходной сигнал вида

$$U_{вых} = U_0(a_0 + a_1\alpha + a_2\alpha^2 + \ldots + a_n\alpha^n).$$

8. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ПОТЕНЦИОМЕТР СО СТУПЕНЧАТЫМ КАРКАСОМ

Если каркас потенциометра с равномерной намоткой сделать ступенчатым (фиг. XXI. 22, *а*), то сопротивление r участка OM и выходное напряжение U потенциометра изменяются в зависимости от перемещения движка L по закону ломаной линии (фиг. XXI. 22, *б*).

На 1-м участке каркаса, в пределах $0 \leqslant L \leqslant L_1$, сопротивление r изменяется от 0 до r_1 по линейному закону[1]

$$r = \frac{r_1}{L_1} L.$$

На 2-м участке $(L_1 \leqslant L \leqslant L_2)$

$$r = \frac{r_2 - r_1}{L_2 - L_1}(L - L_2) + r_1 = \frac{\Delta r_2}{\Delta L_2}(L - L_1) + r_1$$

[1] Ступенчатостью пренебрегаем.

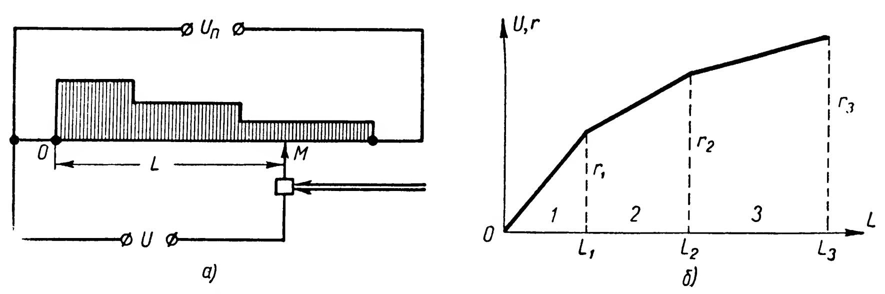
На 3-м участке ($L_2 \leqslant L \leqslant L_3$)

$$r = \frac{r_3 - r_2}{L_3 - L_2}(L - L_2) + r_2 = \frac{\Delta r_3}{\Delta L_3}(L - L_2) + r_2.$$

В общем случае, в пределах некоторого i-го участка, закон изменения сопротивления имеет вид

$$r = \frac{r_i - r_{i-1}}{L_i - L_{i-1}}(L - L_{i-1}) + r_{i-1} = \frac{\Delta r_i}{\Delta L_i}\left(L - \sum_1^i \Delta L_{i-1}\right) + \sum_1^i \Delta r_{i-1}, \quad \text{(XXI. 54)}$$

где Δr_i и ΔL_i — сопротивление и длина участка.



Фиг. XXI. 22. Потенциометр со ступенчатым каркасом.

Полное сопротивление потенциометра, имеющего n участков, определяется по формуле

$$r_n = \sum_{i=1}^{i=n} \Delta r_i. \quad \text{(XXI. 55)}$$

Если к потенциометру приложено напряжение U_n, то закон изменения выходного напряжения U в пределах i-го участка определяется выражением

$$U = \frac{U_n}{r_n} r = \frac{U_n}{r_n}\left[\frac{\Delta r_i}{\Delta L_i}\left(L - \sum_1^i \Delta L_{i-1}\right) + \sum_1^i \Delta r_{i-1}\right], \quad \text{(XXI. 56)}$$

или, так как $\frac{U_n}{r_n}\Delta r_i = \Delta U_i$,

$$U = \frac{\Delta U_i}{\Delta L_i}\left[L - \sum_1^i \Delta L_{i-1}\right] + \sum_1^i \Delta U_{i-1}. \quad \text{(XXI. 57)}$$

При расчете потенциометра, в случае если он предназначен для аппроксимации заданной функции $Z = Z(X)$, строят график этой функции (фиг. XXI. 23) и задаются ломаной линией, определяющей функции $\zeta = \zeta(X)$. В этом случае приближенно можно записать:

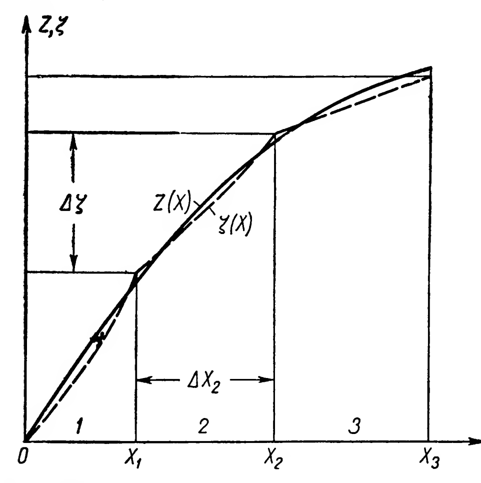
$$\zeta = \zeta(X) \approx Z(X). \quad \text{(XXI. 58)}$$

Максимальная погрешность, получающаяся в результате замены точного значения воспроизводимой функции приближенным, определяется наибольшим расхождением между кривой и ломаной.

В i-м интервале ($X_{i-1} \leqslant X \leqslant X_i$) функция $\zeta(X)$ имеет вид

$$\zeta = \frac{\Delta\zeta_i}{\Delta X_i}\left[X - \sum_1^i \Delta X_{i-1}\right] + \sum_1^i \Delta\zeta_{i-1}. \qquad \text{(XXI. 59)}$$

Аналогия выражений (XXI. 54), (XXI. 56) и (XXI. 59) свидетельствует о возможности точного воспроизведения функции $\zeta(X)$.



Фиг. XXI. 23. К расчету потенциометра со ступенчатым каркасом.

Выбрав полное сопротивление потенциометра r_n, его длину L_n и напряжение питания U_n, определяют масштабы:

$$K_r = \frac{\zeta}{r} = \frac{\zeta_{max}}{r_n}; \qquad \text{(XXI. 60)}$$

$$K_U = \frac{\zeta}{U} = \frac{\zeta_{max}}{U_n}; \qquad \text{(XXI. 61)}$$

$$K_L = \frac{X}{L} = \frac{X_{max}}{L_n}. \qquad \text{(XXI. 62)}$$

Зная координаты границ отрезков прямых, составляющих ломаную линию функции $\zeta(X)$, можно найти длину и сопротивление соответствующего участка потенциометра.

Например, для 2-го участка

$$\Delta r_2 = \frac{\zeta_2 - \zeta_1}{K_r} = \frac{\Delta\zeta_2}{K_r}$$

и

$$\Delta L_2 = \frac{X_2 - X_1}{K_L} = \frac{\Delta X_2}{K_L}.$$

Для некоторого i-го участка

$$\Delta r_i = \frac{\Delta\zeta_i}{K_r}; \qquad \text{(XXI. 63)}$$

$$\Delta L_i = \frac{\Delta X_i}{K_L}. \qquad \text{(XXI. 64)}$$

Количество витков намотки на i-м участке определяется по формуле

$$n_i = \frac{\Delta L_i}{d_{из}}, \qquad \text{(XXI. 65)}$$

где $d_{из}$ — диаметр провода с изоляцией.

Сопротивление одного витка определяется выражением

$$\frac{\Delta r_i}{n_i} = \rho_0 l_i = \rho_0 (2h_1 + 2b + \pi d_{из});$$

отсюда определяется высота каркаса на i-м участке:

$$h_i = \frac{\Delta r_i}{2n_i \rho_0} - \left(b + \frac{\pi d_{из}}{2}\right), \qquad (XXI.66)$$

где b — толщина каркаса;

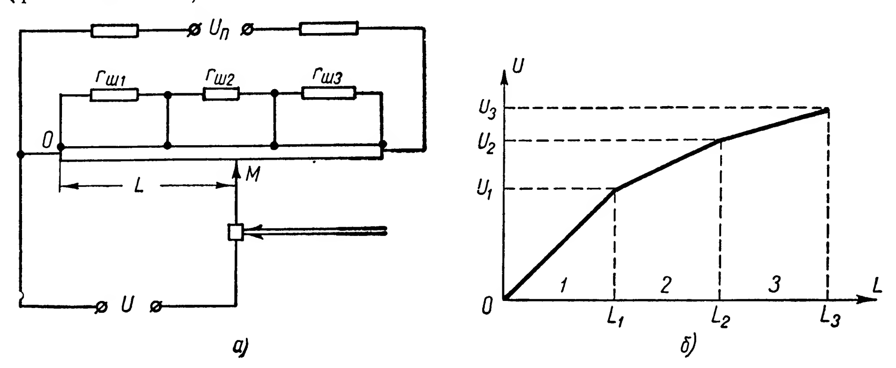
ρ_0 — сопротивление единицы длины провода.

Включая потенциометр со ступенчатым каркасом подобно тому, как включается потенциометр с фигурным каркасом (см. фиг. XXI. 5), можно воспроизводить знакопеременные и немонотонные функции.

Ошибка, возникающая вследствие ступенчатости у данного потенциометра, будет максимальной на участке с наибольшей высотой каркаса.

9. ЛИНЕЙНЫЕ ПОТЕНЦИОМЕТРЫ С ШУНТИРУЮЩИМИ СОПРОТИВЛЕНИЯМИ

Представим себе потенциометр с каркасом прямоугольной формы и равномерной намоткой, разделенный на несколько участков, каждый из которых зашунтирован некоторым сопротивлением (фиг. XXI. 24).



Фиг. XXI. 24. Линейный потенциометр с шунтирующими сопротивлениями.

Предположим, далее, что закон изменения выходного напряжения U, снимаемого с потенциометра в зависимости от величины L, должен совпадать с ломаной линией $U(L)$, представленной на фиг. XXI. 24.

Пока движок находится на 1-м участке ($0 \leqslant L \leqslant L_1$), выходное напряжение изменяется в зависимости от перемещения L линейно, по закону

$$U = \frac{U_1}{L_1} L$$

в пределах от 0 до U_1.

На 2-м участке ($L_1 \leqslant L \leqslant L_2$)

$$U = \frac{U_2 - U_1}{L_2 - L_1}(L - L_1) + U_1 = \frac{\Delta U_2}{\Delta L_2}(L - L_1) + U_1.$$

На 3-м участке

$$U = \frac{U_3 - U_2}{L_3 - L_1}(L - L_2) + U_2 = \frac{\Delta U_3}{\Delta L_3}(L - L_2) + U_2.$$

В общем случае, в пределах некоторого i-го участка, закон изменения напряжения имеет вид

$$U = \frac{U_i - U_{i-1}}{L_i - L_{i-1}}(L - L_{i-1}) + U_{i-1} =$$

$$= \frac{\Delta U_i}{\Delta L_i}\left(L - \sum_1^i \Delta L_{i-1}\right) + \sum_1^i \Delta U_{i-1}, \qquad \text{(XXI. 67)}$$

где ΔU_i и ΔL_i — падение напряжения на соответствующем участке и его длина.

Таким образом, изменение выходного напряжения в зависимости от L, так же как и у потенциометра со ступенчатым каркасом, определяется ломаной линией (фиг. XXI. 24).

Наклон отдельных участков ломаной определяется производной

$$\left(\frac{dU}{dL}\right)_i = \frac{\Delta U_i}{\Delta L_i}. \qquad \text{(XXI. 68)}$$

Эквивалентное оопротивление i-го участка потенциометра равно

$$r_{эi} = \frac{r_{шi}\,\Delta r_i}{r_{шi} + \Delta r_i},$$

где Δr_i — сопротивление незашунтированного участка, а $r_{шi}$ — сопротивление шунта.

Если

$$\lambda_i = \frac{\Delta r_i}{r_{шi}}, \qquad \text{(XXI. 69)}$$

то

$$r_{эi} = \frac{\Delta r_i}{1 + \lambda_i}. \qquad \text{(XXI. 70)}$$

Сопротивление потенциометра при отсутствии шунтов будет равно

$$r_n = \sum_{i=1}^{i=n} \Delta r_i. \qquad \text{(XXI. 71)}$$

Полное эквивалентное сопротивление потенциометра при наличии шунтов определяется по формуле

$$r_э = \sum_{i=1}^{i=n} r_{эi}, \qquad \text{(XXI. 72)}$$

а длина потенциометра — по формуле

$$L_n = \sum_{i=1}^{i=n} \Delta L_i. \qquad \text{(XXI. 73)}$$

Из пропорций

$$\frac{\Delta U_i}{r_{эi}} = \frac{U_n}{r_э} \quad \text{и} \quad \frac{\Delta L_i}{\Delta r_i} = \frac{L_n}{r_n}$$

находим

$$\Delta U_i = \frac{U_n}{r_э} r_{эi}, \qquad \Delta L_i = \frac{L_n}{r_n} \Delta r_i.$$

Подставляя эти выражения в формулу (XXI. 68), получим

$$\left(\frac{dU}{dL}\right)_i = \frac{U_n r_n}{r_э L_n} \cdot \frac{1}{1+\lambda_i}. \qquad \text{(XXI. 74)}$$

Отсюда следует, что наклон отдельных участков ломаной при данных значениях U_n, r_n, $r_э$; L_n зависит от соотношения λ_i между сопротивлениями Δr_i и $r_{шi}$. Чем меньше сопротивление шунта, тем больше значение λ_i и тем меньше наклон прямой. При $r_{шi} = 0$ $\lambda_i = \infty$, $\left(\frac{dU}{dL}\right)_i = 0$ отрезок ломаной будет горизонтальным. Наименьшее возможное значение λ_i равно нулю, что наблюдается при $r_{шi} = \infty$, т. е. при отсутствии шунтирующего сопротивления.

При расчете потенциометра, предназначенного для приближенного воспроизведения функции $Z = Z(X)$, графически показанной на фиг. XXI. 23, находят прежде всего функцию $\zeta = \zeta(X) \approx Z(X)$, а затем определяют значения координат X_1, X_2, X_3, ..., ζ_1, ζ_2, ζ_3 и приращений $\Delta X_i = X_i - X_{i-1}$, $\Delta\zeta_i = \zeta_i - \zeta_{i-1}$.

Зная напряжение источника питания U_n, находят масштаб:

$$K_U = \frac{\Delta\zeta_i}{\Delta U_i} = \frac{\zeta}{U} = \frac{\zeta_{max}}{U_n} \qquad \text{(XXI. 75)}$$

и определяют приращение выходного напряжения на каждом i-м участке:

$$\Delta U_i = \frac{\Delta\zeta_i}{K_U}. \qquad \text{(XXI. 76)}$$

Выбрав длину потенциометра L_n, рассчитывают масштаб:

$$K_L = \frac{\Delta X_i}{\Delta L_i} = \frac{X}{L} = \frac{X_{max}}{L_n} \qquad \text{(XXI. 77)}$$

и находят длину каждого i-го участка:

$$\Delta L_i = \frac{\Delta X_i}{K_L}. \qquad \text{(XXI. 78)}$$

Сопротивление потенциометра r_n должно быть таким, чтобы сила тока, проходящего по сопротивлениям Δr_i, не превышала некоторого выбранного значения,

Для i-го участка сила тока равна

$$I_i = \frac{\Delta U_i}{\Delta r_i}.$$

Установив, что

$$\Delta r_i = \frac{r_n}{L_n} \Delta L_i,$$

с учетом выражений (XXI.76) и (XXI.78) находим

$$I_i = \frac{K_L L_n}{K_U r_n} \cdot \frac{\Delta \zeta_i}{\Delta X_i} = \frac{K_L L_n}{K_U r_n} \left(\frac{d\zeta}{dX}\right)_i, \qquad \text{(XXI.79)}$$

где $\left(\frac{d\zeta}{dX}\right)_i$ — значение производной $\frac{d\zeta}{dX}$ функции $\zeta(X)$ на i-м участке.

Наибольшее значение сила тока приобретает на некотором s-м участке, в пределах которого

$$\left(\frac{d\zeta}{dX}\right)_{i=s} = \left(\frac{d\zeta}{dX}\right)_{\max} : I_s = \frac{\Delta U_s}{r_s}. \qquad \text{(XXI.80)}$$

Зная приращение напряжения на s-м участке ΔU_s и задавшись значением I_s, получим

$$\Delta r_s = \frac{\Delta U_s}{I_s}. \qquad \text{(XXI.81)}$$

Затем на основании пропорции

$$\frac{X_{\max}}{r_n} = \frac{\Delta X_s}{\Delta r_s} = K_r \qquad \text{(XXI.82)}$$

можно найти полное сопротивление потенциометра без шунтов:

$$r_n = \frac{X_{\max}}{K_r}. \qquad \text{(XXI.83)}$$

Далее выбираем сопротивление шунта s-го участка $r^*_{шs}$ и рассчитываем

$$r_{эs} = \frac{r_{шs} \Delta r_s}{r_{шs} + \Delta r_s}. \qquad \text{(XXI.84)}$$

Затем определяется полное эквивалентное сопротивление:

$$r_э = \frac{r_{эs}}{\Delta U_s} U_n. \qquad \text{(XXI.85)}$$

Воспользовавшись формулой (XXI.70), получим

$$\lambda_s = \frac{\Delta r_s}{r_{эs}} - 1. \qquad \text{(XXI.86)}$$

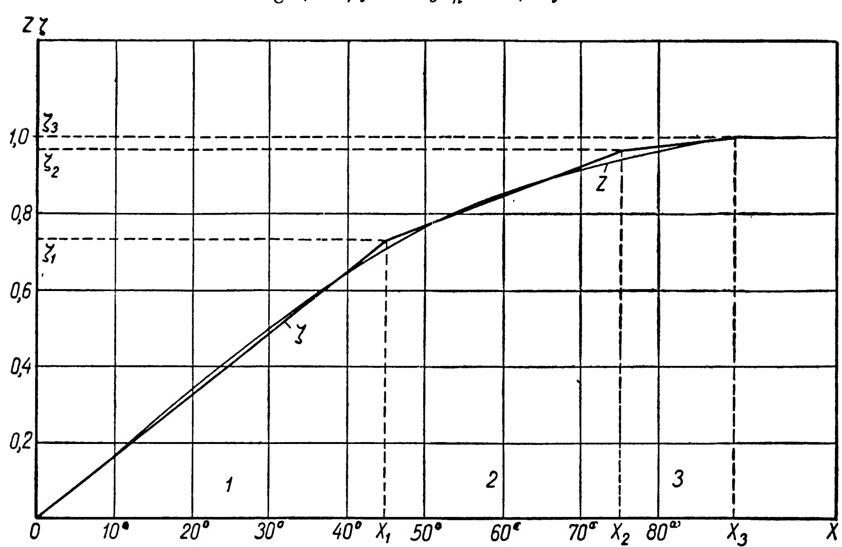
* Во многих случаях можно принять $r_{шs} = \infty$, $r_{эs} = \Delta r_s \lambda_s = 0$. Однако на участках, где производная $\frac{d\zeta}{dX}$ близка по величине к $\left(\frac{d\zeta}{dX}\right)_s$, сопротивление шунтов может оказаться чрезмерно большим.

Выражение для производной $\frac{dU}{dL}$ на i-м участке может быть представлено в виде

$$\left(\frac{dU}{dL}\right)_i = \frac{\Delta U_i}{\Delta L_i} = \frac{K_L \Delta \zeta_i}{K_U \Delta X_i} = \frac{K_L}{K_U}\left(\frac{d\zeta}{dX}\right)_i.$$

Учитывая, что эта производная определяется также по формуле (XXI.84), приравняв оба выражения, получим

$$\frac{K_L}{K_U}\left(\frac{d\zeta}{dX}\right)_i = \frac{U_n r_n}{r_э L_n} \cdot \frac{1}{1+\lambda_i}.$$



Фиг. XXI. 25. К примеру расчета потенциометра с шунтирующими сопротивлениями.

Для s-го участка

$$\frac{K_L}{K_U}\left(\frac{d\zeta}{dX}\right)_s = \frac{U_n r_n}{r_э L_n} \cdot \frac{1}{1+\lambda_s}.$$

Поделив последние уравнения почленно одно на другое, находим

$$\frac{\left(\frac{d\zeta}{dX}\right)_s}{\left(\frac{d\zeta}{dX}\right)_i} = \frac{1+\lambda_i}{1+\lambda_s},$$

откуда

$$\lambda_i = \frac{\left(\frac{d\zeta}{dX}\right)_s}{\left(\frac{d\zeta}{dX}\right)_i}(1+\lambda_s) - 1. \qquad \text{(XXI.87)}$$

Теперь можно определить сопротивление шунта на i-м участке:

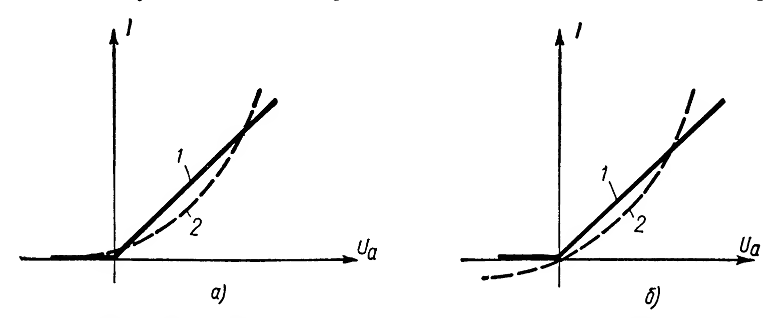
$$r_{шi} = \frac{\Delta r_i}{\lambda_i} = \frac{1}{K_r} \cdot \frac{\Delta X_i}{\lambda_i}. \qquad \text{(XXI.88)}$$

Пользуясь формулами (XXI. 87) и (XXI. 88), можно рассчитать сопротивления, шунтирующие все участки потенциометра. При расчете можно пользоваться соответствующими графиками. Например, при расчете потенциометра для моделирования функции $z = \sin x$ можно использовать график, представленный на фиг. XXI. 25.

Линейный потенциометр с шунтирующими сопротивлениями, подобно потенциометру со ступенчатым каркасом, может также использоваться для воспроизведения знакопеременных и немонотонных функций. Для этого он.должен быть включен аналогично тому, как это показано на фиг. XXI. 5, для потенциометров с фигурным каркасом.

10. КУСОЧНО-ЛИНЕЙНАЯ АППРОКСИМАЦИЯ ФУНКЦИЙ ПРИ ПОМОЩИ УСТРОЙСТВ, ОСНОВАННЫХ НА ПРИМЕНЕНИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕНТИЛЕЙ

Электрическим вентилем называется элемент, пропускающий при определенных условиях электрический ток только в одном направле-



Фиг. XXI. 26. Вольт-амперные характеристики электрических вентилей:

а — двухэлектродная лампа; *б* — полупроводниковый выпрямитель; *1*—идеализированная характеристика; *2* — реальная характеристика.

нии. В качестве таких вентилей используются электронные лампы и полупроводниковые выпрямители, вольт-амперные характеристики которых практически могут быть идеализированы (фиг. XXI. 26). В идеальном случае, при анодных напряжениях $U_a < 0$, ток через вентиль не проходит. При $U_a > 0$ ток, проходящий через вентиль, пропорционален анодному напряжению, а внутреннее сопротивление вентиля равно

$$r_i = \frac{U_a}{I} = \text{const}.$$

Рассмотрим схему с несколькими одинаковыми вентилями (фиг. XXI. 27). Катоды вентилей B_1, B_2, B_3 подключены к различным точкам делителя AB опорного напряжения U_0 и находятся под положительным потенциалом. Благодаря этому при отсутствии входного напряжения $U_{вх}$ разность потенциалов между анодом и катодом (т. е. анодное напряжение) каждого вентиля отрицательна и все вентили закрыты.

Анодное напряжение 1-го вентиля B_1 определяется по формуле

$$U_{a1} = -\Delta U_{01};$$

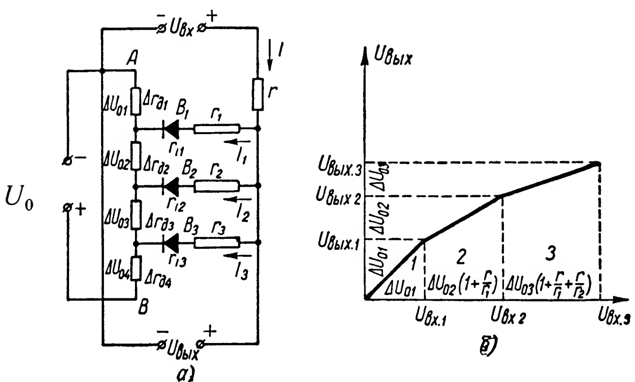
2-го вентиля

$$U_{a2} = -(\Delta U_{01} + \Delta U_{02});$$

3-го вентиля

$$U_{a3} = -(\Delta U_{01} + \Delta U_{02} + \Delta U_{03}),$$

где ΔU_{01}, ΔU_{02}, ΔU_{03} — напряжения на отдельных участках делителя AB.



Фиг. XXI. 27. Кусочно-линейная аппроксимация функций при помощи вентилей (выпуклая кривая).

Если включено более трех вентилей, то анодное напряжение на некотором k-м вентиле в общем случае равно

$$U_{ak} = -\sum_{j=1}^{j=k} \Delta U_{0j}. \tag{XXI.89}$$

При сравнительно малых значениях входного напряжения цепи всех вентилей практически закрыты. Поэтому входное напряжение равно выходному:

$$U_{вых} = U_{вх}. \tag{XXI.90}$$

Анодные напряжения вентилей при этом равны

$$U_{a1} = U_{вых} - \Delta U_{01};$$

$$U_{a2} = U_{вых} - (\Delta U_{01} + \Delta U_{02});$$

$$U_{a3} = U_{вых} - (\Delta U_{01} + \Delta U_{02} + \Delta U_{03}).$$

Для некоторого k-го вентиля анодное напряжение определяется по формуле

$$U_{ak} = U_{вых} - \sum_{j=1}^{j=k} \Delta U_{0j}, \tag{XXI.91}$$

Зависимость (XXI. 90) сохраняется до тех пор, пока анодное напряжение 1-го вентиля U_{a1} не окажется равным нулю и этот вентиль не откроется. Таким образом, эта зависимость справедлива в интервале значений $U_{вых}$ от 0 до $U_{вых1} = \Delta U_{01}$. В этих же пределах, т. е. от 0 до $U_{вх1} = \Delta U_{01}$ изменяется и входное напряжение $U_{вх}$.

После открытия вентиля B_1 через сопротивления r_1 и r проходит ток I_1.

Если сопротивление $\Delta r_{\partial 1}$ первого участка делителя опорного напряжения AB и внутреннее сопротивление вентиля r_{i1} настолько малы по сравнению с сопротивлениями r_1 и r, что ими можно пренебречь, то

$$I_1 = \frac{U_{вх} - \Delta U_{01}}{r + r_1}.$$

Выходное напряжение в этом случае равно

$$U_{вых} = \frac{r_1}{r + r_1}(U_{вх} - \Delta U_{01}) + \Delta U_{01} \qquad \text{(XXI. 92)}$$

или

$$U_{вых} = \frac{1}{1 + \frac{r}{r_1}}(U_{вх} - \Delta U_{вх\,1}) + U_{вых\,1}. \qquad \text{(XXI. 93)}$$

Выражение (XXI. 93) при дальнейшем увеличении входного напряжения остается справедливым вплоть до момента открытия 2-го вентиля B_2. В этот момент

$$U_{a2} = U_{вых} - (\Delta U_{01} + \Delta U_{02})$$

и

$$U_{вых} = U_{вых\,2} = \Delta U_{01} + \Delta U_{02}.$$

Подставив это выражение в формулу (XXI. 92), находим значение входного напряжения для данного момента:

$$U_{вх2} = \Delta U_{01} + \Delta U_{02}\left(1 + \frac{r}{r_1}\right).$$

Таким образом, линейный закон изменения выходного напряжения (XXI. 93) сохраняется при условиях

$$U_{вх1} \leqslant U_{вх} \leqslant U_{вх2} \begin{bmatrix} U_{вх1} = \Delta U_{01} \\ U_{вх2} = \Delta U_{01} + \Delta U_{вх2}\left(1 + \frac{r}{r_1}\right) \end{bmatrix}$$

и

$$U_{вых1} \leqslant U_{вых} \leqslant U_{вых2} \begin{bmatrix} U_{вых1} = \Delta U_{01} \\ U_{вых2} = \Delta U_{01} + \Delta U_{02} \end{bmatrix}.$$

Если сопротивления $\Delta r_{\partial 1}$ и $\Delta r_{\partial 2}$ 1 и 2-го участков делителя опорного напряжения и внутреннее сопротивление r_{i2} вентиля B_2 настолько малы по сравнению с сопротивлениями r_2 и r, что ими

можно пренебречь, то выходное напряжение после открытия вентиля B_2, может быть определено по формуле

$$U_{вых} = I_2 r_2 + \Delta U_{01} + U_{02}. \qquad (XXI.94)$$

Для определения силы тока I_2, проходящего через сопротивление r_2, воспользуемся методом суперпозиции.

Под действием суммарного напряжения $U_{вх} - \Delta U_{01}$ через сопротивление r_2 проходит ток

$$I_2' = \frac{(U_{вх} - \Delta U_{01}) \frac{r_1 r_2}{r_1 + r_2}}{r_2 + \frac{r r_1}{r + r_1}},$$

а под действием напряжения ΔU_{02} — ток

$$I_2'' = -\frac{\Delta U_{02}}{r_2 + \frac{r r_1}{r + r_1}}.$$

Полный ток равен

$$I_2 = I_2' + I_2'' = \frac{(U_{вх} - \Delta U_{01}) r_1 r_2 - \Delta U_{02} (r_1 + r) r_2}{(r r_1 + r r_2 + r_1 r_2) r_2} =$$

$$= \frac{U_{вх} - \Delta U_{01} - \Delta U_{02}\left(1 + \frac{r}{r_1}\right)}{\left(1 + \frac{r}{r_1} + \frac{r}{r_2}\right) r_2}.$$

Подставляя полученные значения в выражение (XXI.94), находим

$$U_{вых} = \frac{U_{вх} - \Delta U_{01} - \Delta U_{02}\left(1 + \frac{r}{r_1}\right)}{1 + \frac{r}{r_1} + \frac{r}{r_2}} \Delta U_{01} + \Delta U_{02}. \qquad (XXI.95)$$

или

$$U_{вых} = \frac{1}{1 + \frac{r}{r_1} + \frac{r}{r_2}} (U_{вх} - U_{вх2}) + U_{вых2}. \qquad (XXI.96)$$

Полученное выражение будет справедливым до открытия 3-го вентиля B_3, т. е. до тех пор, пока не будет достигнуто равенство

$$U_{a3} = U_{вых} - (\Delta U_{01} + \Delta U_{02} + \Delta U_{03}) = 0$$

и выходное напряжение не будет равно

$$U_{вых} = U_{вых3} = \Delta U_{01} + \Delta U_{02} + \Delta U_{03}.$$

После подстановки этого выражения в формулу (XXI.95) получим значение входного напряжения в момент открытия вентиля B_3:

$$U_{вх3} = \Delta U_{01} + \Delta U_{02}\left(1 + \frac{r}{r_1}\right) + \Delta U_{03}\left(1 + \frac{r}{r_1} + \frac{r}{r_2}\right).$$

Таким образом, линейный закон изменения выходного напряжения (XXI.96) сохраняется при условии

$$U_{вх2} \leqslant U_{вх} \leqslant U_{вх3} \left[\begin{array}{l} U_{вх2} = \Delta U_{01} + \Delta U_{02}\left(1+\frac{r}{r_1}\right) \\ U_{вх3} = \Delta U_{01} + \Delta U_{02}\left(1+\frac{r}{r_1}\right) + \Delta U_{03}\left(1+\frac{r}{r_1}+\frac{r}{r_2}\right) \end{array} \right]$$

и

$$U_{вых2} \leqslant U_{вых} \leqslant U_{вых3} \left[\begin{array}{l} U_{вых2} = \Delta U_{01} + \Delta U_{02} \\ U_{вых3} = \Delta U_{01} + \Delta U_{02} + \Delta U_{03} \end{array} \right].$$

Полученные результаты показывают, что выходное напряжение рассматриваемой схемы изменяется в зависимости от входного по закону ломаной линии, отдельные участки которой ограничены порогами срабатывания вентилей B_1, B_2, B_3.

Например 1-й участок ограничен порогом срабатывания 1-го вентиля ($U_{вых1} = \Delta U_{01}$), 2-ой участок — порогами срабатывания 1 и 2-го вентилей ($U_{вых1} = \Delta U_{01}$ и $U_{вых2} = \Delta U_{01} + \Delta U_{02}$), 3-й участок — порогами срабатывания 2 и 3-го вентилей ($U_{вых3} = \Delta U_{01} + \Delta U_{02}$ и $U_{вых3} = \Delta U_{01} + \Delta U_{02} + \Delta U_{03}$).

На 4-м участке

$$U_{вых4} = \frac{1}{1+\frac{r}{r_1}+\frac{r}{r_2}+\frac{r}{r_3}}(U_{вх} - U_{вх3}) + U_{вых3}. \qquad \text{(XXI.97)}$$

Если применяется более трех вентилей, то некоторый k-й участок ломаной будет ограничен порогами срабатывания (k — 1)-го и k-го вентилей ($U_{вых\,(k-1)}$ и $U_{вых\,k}$).

Закон изменения выходного напряжения на k-м участке имеет вид

$$U_{вых} = (U_{вх} - U_{вх\,(k-1)})\,\alpha_k + U_{вых\,(k-1)}), \qquad \text{(XXI.98)}$$

где

$$\alpha_k = \frac{1}{1 + r\sum\limits_{j=1}^{j=k-1}\frac{1}{r_j}}; \qquad \text{(XXI.99)}$$

$$U_{вых\,(k-1)} = \sum_{j=1}^{j=k-1} \Delta U_{0j}; \qquad \text{(XXI.100)}$$

$$U_{вх\,(k-1)} = \sum_{j=1}^{j=k-1} \frac{\Delta U_{0j}}{\alpha_{j-1}}. \qquad \text{(XXI.101)}$$

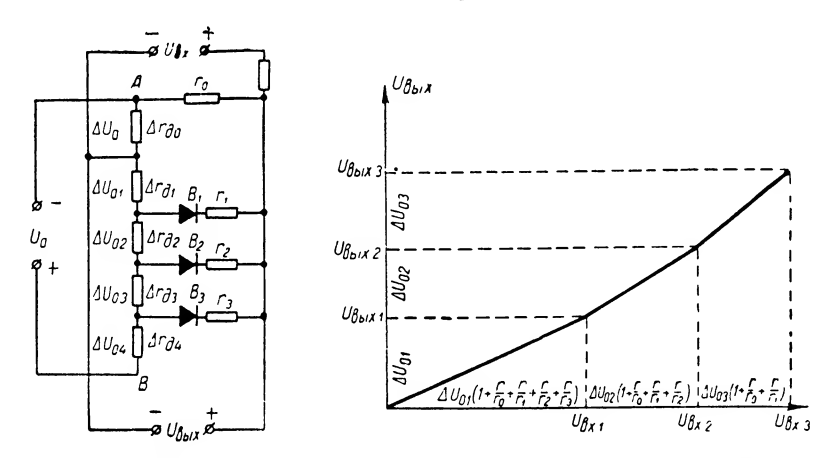
Все приведенные выше соотношения предполагают выполнение условий

$$r_{ij} \ll r \text{ и } r_{ij} \ll r_j. \qquad \text{(XXI.102)}$$

Рассматриваемое устройство (фиг. 27, *а*) по существу представляет собой делитель входного напряжения с коэффициентом деления α_k, который по мере включения вентилей и увеличения входного напряжения изменяется от $\alpha_1 = 1$* до некоторого значения $\alpha_n = \alpha_{k\,min}$.

Следует однако, учитывать, что α_k представляет собой также угловой коэффициент, определяющий наклон k-го участка ломаной линии, которая изображает закон изменения $U_{вых}$ в зависимости от $U_{вх}$ (фиг. XXI. 27, *а*).

Так как значение α_k уменьшается с увеличением k, то устройство может быть использовано для приближенного воспроизведения



Фиг. XXI. 28. Кусочно-линейная аппроксимация функций при помощи вентилей (вогнутая кривая).

такой монотонной функции $Z = Z(X)$, кривая которой имеет выпуклый характер в рабочем диапазоне значений X.

Выходное напряжение схемы, показанной на фиг. XXI. 28, также изменяется по закону ломаной линии, но угловой коэффициент отдельных отрезков ее возрастает с увеличением порядкового номера участка ломаной k.

Аноды всех вентилей имеют положительные потенциалы, и поэтому при $U_{вх} = 0$ все вентили открыты, а делитель опорного напряжения U_0 имеет нулевую точку 0. Сопротивление r_0 и отрицательное напряжение ΔU_0 подобраны таким образом, что при отсутствии напряжения на входе схемы выходное напряжение равно нулю. С увеличением входного напряжения выходное напряжение возрастает, и, когда оно достигнет значения ΔU_{01}, вентиль B_1 закрывается. Этому соответствует увеличение коэффициента α_k. При дальнейшем увеличении $U_{вх}$, последовательно закрываются остальные вентили и возрастает коэффициент α_k.

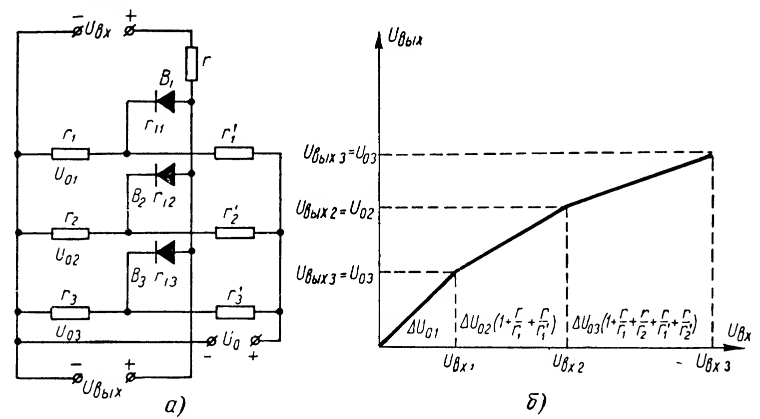
---

* Если сопротивление нагрузки равно бесконечности.

Изменение выходного напряжения на k-м участке ломаной линии определяется выражением (XXI. 98). При этом

$$\alpha_k = \frac{1}{1 + \frac{r}{r_0} + \sum_{j=1}^{j=n-(k-1)} \frac{1}{r_j}}. \qquad \text{(XXI. 103)}$$

Таким образом может приближенно воспроизводиться монотонная функция $Z(X)$ в том случае, когда график этой функции представляет собой вогнутую кривую.



Фиг. XXI. 29. Кусочно-линейная аппроксимация функций при помощи вентилей.

Для схем, представленных на фиг. XXI. 27 и XXI. 28, характерен повышенный расход энергии от источника опорного напряжения U_0.

Этот недостаток устранен в устройстве, изображенном на фиг. XXI. 29. Здесь сопротивления делителей опорного напряжения могут быть весьма большими, а потери энергии невелики. Закон изменения выходного напряжения и в этом случае графически изображается ломаной линией, отдельные участки которой определяются порогами срабатывания соответствующих вентилей. Для k-го участка сохраняет силу уравнение (XXI. 98). Выражение для коэффициента α_k имеет вид

$$\alpha_k = \frac{1}{1 + r \sum_{j=1}^{j=k-1} \left(\frac{1}{r_j} + \frac{1}{r_j'} \right)}. \qquad \text{(XXI. 104)}$$

Недостатком данной схемы является некоторое изменение порогов срабатывания вентилей в случае их запирания сравнительно со значениями этих порогов при открытии вентилей. Это объясняется шунтирующим действием сопротивления r, величина которого сравнима с величиной сопротивлений $r_1, r_2, r_3, \ldots, r_j$.

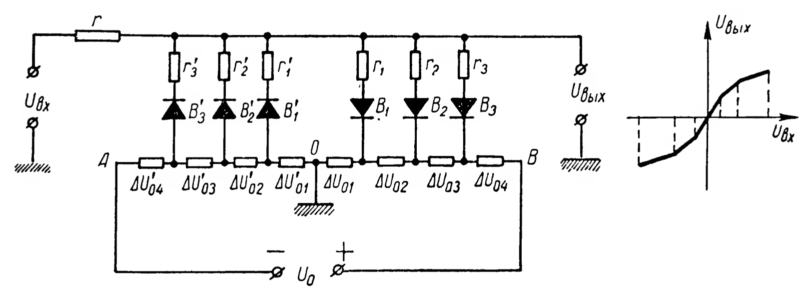
Схема, приведенная на фиг. XXI. 30, дает возможность реализовать кусочно-линейную аппроксимацию знакопеременной функции. Делитель AB опорного напряжения U_0 имеет среднюю точку O. Благодаря этому анодные напряжения вентилей B_1, B_2, B_3 равны

$$U_{a1} = U_{вых} - \Delta U_{01};$$
$$U_{a2} = U_{вых} - (\Delta U_{01} + \Delta U_{02});$$
$$U_{a3} = U_{вых} - (\Delta U_{01} + \Delta U_{02} + \Delta U_{03}).$$

Анодные напряжения вентилей B'_1, B'_2, B'_3 определяются по формулам

$$U'_{a1} = -\Delta U'_{01} - U_{вых};$$
$$U'_{a2} = -\left(\Delta U'_{01} + \Delta U'_{02}\right) - U_{вых};$$
$$U'_{a3} = -\left(\Delta U'_{01} + \Delta U'_{02} + U'_{03}\right) - U_{вых}.$$

Если входное напряжение изменяется от 0 до $U_{вх\,max} > 0$, то $U_{вых} > 0$. С увеличением выходного напряжения анодные напря-



Фиг. XXI. 30. Кусочно-линейная аппроксимация знакопеременных функций.

жения U_{a1}, U_{a2}, U_{a3} растут и вентили B_1, B_2, B_3 последовательно открываются. Анодные напряжения вентилей B'_1, B'_2, B'_3 при этом все время остаются отрицательными, вследствие чего вентили закрыты. Если входное напряжение изменяется от 0 до $U_{вх\,min} < 0$, то $U_{вх} < 0$. В этом случае с увеличением абсолютной величины $U_{вых}$ растут анодные напряжения U'_{a1}, U'_{a2}, U'_{a3}, что приводит к последовательному отпиранию вентилей B'_1, B'_2, B'_3. Вентили B_1, B_2, B_3 остаются закрытыми, так как анодные напряжения U_{a1}, U_{a2}, U_{a3} отрицательны.

Следует отметить, что при помощи вентильных устройств можно приближенно воспроизводить не только монотонные функции.

Преобразуем заданную немонотонную функцию $Z(X)$, график которой приведен на фиг. XXI. 31, *б*, к виду

$$Z = Z(X) = Z_1(X) - CX,$$

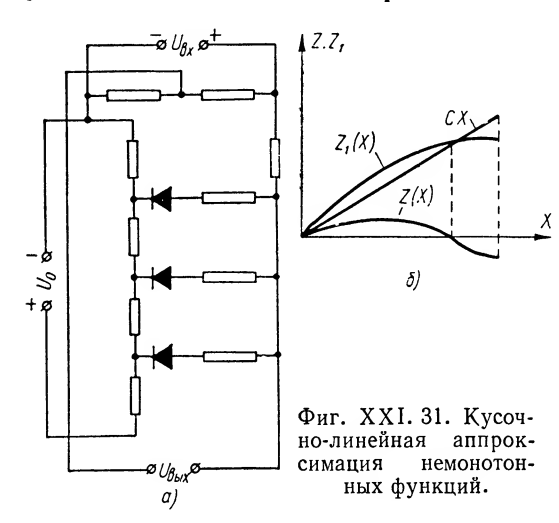
где

$$Z_1(X) = Z(X) + CX.$$

Если новая функция $Z_1(X)$ монотонна и $C \leqslant 1$, то для ее воспроизведения можно использовать схему, изображенную на фиг. XXI. 27. Для получения заданной функции $Z(X)$ из функции $Z_1(X)$ следует вычесть величину CX, используя для этого делитель напряжения, составленный из сопротивлений r' и r'' (фиг. XXI. 29). При этом должно быть

$$C = \frac{r'}{r' + r''}.$$

Выше была указана возможность применения в рассмотренных схемах в качестве электрических вентилей электронных ламп и полупроводниковых выпрямителей. Однако так называемая обратная проводимость таких выпрямителей практически приводит к ряду затруднений, и поэтому полупроводниковым выпрямителям следует предпочесть электронные лампы-диоды.



Фиг. XXI. 31. Кусочно-линейная аппроксимация немонотонных функций.

Точность вентильных вычислительных устройств определяется отклонением реальной характеристики вентилей от линеаризированной (фиг. XXI. 26), ошибками аппроксимации и стабильностью опорного напряжения.

Согласно данным, приводимым в литературе, регулировкой сопротивлений схем с малогабаритными электронными лампами в качестве вентилей можно снизить погрешность до сотых долей процента от наибольшего значения воспроизводимой функции.

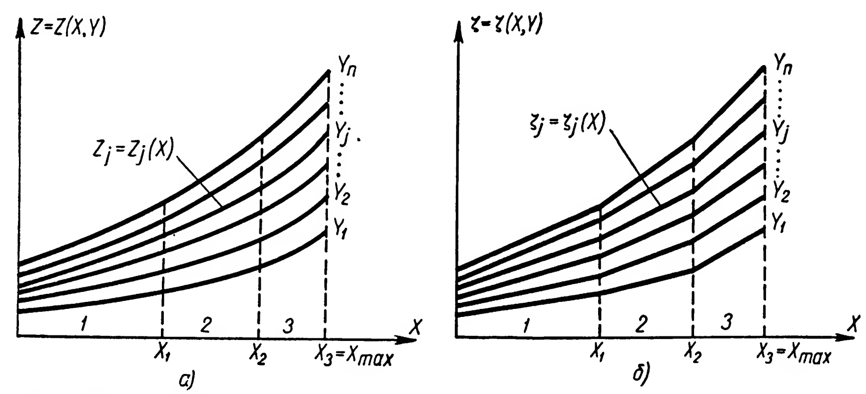
11. ВОСПРОИЗВЕДЕНИЕ ФУНКЦИЙ ДВУХ НЕЗАВИСИМЫХ ПЕРЕМЕННЫХ

Электрические или электромеханические вычислительные устройства, которые, подобно коноидному механизму, могли бы точно воспроизводить функции от двух независимых переменных общего вида $Z = Z(X, Y)$, в настоящее время неизвестны. Поэтому воспроизведение таких функций в ряде случаев вызывает серьезные затруднения.

Точно воспроизвести функцию $Z = Z(X, Y)$ при помощи электромеханических или электрических устройств можно только в том случае, если известно аналитическое выражение зависимости величины Z от значений X и Y. Общая операция формирования величин Z в этом случае должна быть расчленена на ряд отдельных операций над неизвестными переменными и их функциями, и для каждой

такой операции может быть создана соответствующая математическая модель.

Предположим, например, что задана функция $Z = X^Y$. Учитывая, что $X = e^{\ln X}$, имеем $Z = e^{Y \ln X}$. В данном случае следует выполнять три отдельные операции: логарифмирование переменной X, умножение $\ln X$ на переменную Y и, наконец, возведение величины e в степень, равную $Y \ln X$. Для выполнения первых двух операций можно использовать, например, потенциометр с профилированным каркасом, а для последней — преобразователь напряжения с электронно-лучевой трубкой.



Фиг. XXI 32. Кусочно-линейная аппроксимация функций двух переменных.

Таким образом, заданная функция может быть воспроизведена в данном случае сравнительно просто, при помощи всего лишь двух вычислительных устройств.

Если процесс вычисления делится на большое количество отдельных операций, то соответствующее устройство может оказаться весьма громоздким. Кроме того, увеличение количества отдельных вычислительных устройств, как правило, приводит к снижению точности.

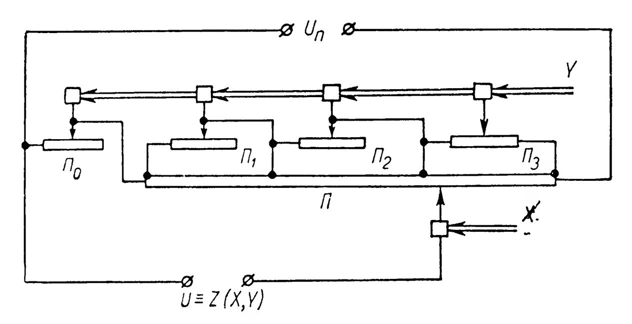
Приближенно, заданная функция $Z(X, Y)$ может быть воспроизведена при помощи линейного потенциометра с переменными шунтирующими сопротивлениями.

Функция $Z(X, Y)$ графически изображается семейством кривых (фиг. XXI. 32, *а*), каждая из которых, например j-я, изображает функцию $Z_j = Z_j(X) = Z_j(X, Y = Y_j)$ только одного аргумента X.

Разделим рабочий диапазон значений X на несколько интервалов и в пределах каждого из них заменим отрезок кривой $Z_j(X)$ отрезком прямой. В результате этого j-я кривая заменяется некоторой ломаной, а функция $Z_j(X)$ — приближенной функцией $\zeta_j = \zeta_j(X) = \zeta_j(X, Y)$. Аналогично можно видоизменить все кривые, начиная с 1-й и кончая n-й, сохранив при этом неизменными интервалы значений X, в пределах которых отрезки кривых заменяются прямыми. В результате этого семейство кривых функций $Z(X, Y)$ (фиг. XXI. 32, *а*) заменяется семейством ломаных приближенной функции $\zeta(XY)$ (фиг. XXI. 32, *б*).

Функция ζ_i (X, $Y = Y_j$) может быть воспроизведена при помощи линейного потенциометра, соответствующие участки которого зашунтированы постоянными сопротивлениями (фиг. XXI. 33). Если сделать эти сопротивления переменными и менять их величину в зависимости от изменения аргумента Y, то один и тот же линейный потенциометр может быть использован для воспроизведения всех функций, графически изображенных на фиг. XXI. 32, *б*.

Движок потенциометра $П$ перемещается на расстояние, пропорциональное аргументу X. Перемещения движков остальных потенциометров пропорциональны аргументу Y.



Фиг. XXI. 33. Линейный потенциометр с переменными шунтирующими сопротивлениями в качестве устройства, воспроизводящего функцию Z (X, Y).

При помощи потенциометра $П_0$ устанавливается величина добавочного сопротивления $r_д$, которое фиксирует начальное значение функции ζ_i (X, $Y = Y_j$).

При помощи потенциометров $П_1$, $П_2$, $П_3$, ... устанавливаются необходимые значения сопротивлений $r_{ш1}$, $r_{ш2}$, $r_{ш3}$, ..., шунтирующих различные участки потенциометра $П$.

Расчет рекомендуется начинать с сопротивлений, соответствующих такому значению аргумента Y, при котором производная $\frac{d\zeta}{dX}$ оказывается наибольшей.

Линейный потенциометр с переменными шунтирующими сопротивлениями дает возможность осуществить электромеханическое моделирование весьма широкого класса функций от двух аргументов. Воспроизводимые функции могут быть в этом случае заданы аналитически, графически или сведены в таблицу.

Количество переменных шунтирующих сопротивлений зависит от вида воспроизводимой зависимости и главным образом от требуемой точности. Чем меньше допустимая ошибка аппроксимации функции Z (X, Y) функцией ζ (X, Y), тем больше количество шунтов и тем сложнее все устройство в целом.

Если воспроизведение заданной функции Z (X, Y) при помощи линейного потенциометра с переменными шунтирующими сопротивлениями в принципе невозможно, то ее необходимо преобразовать.

Например, функцию $Z(X, Y)$, график которой изображен на фиг. XXI. 34, *а*, воспроизводить при помощи потенциометра с переменными шунтами нельзя.

Введем новую функцию (фиг. 34, *б*)

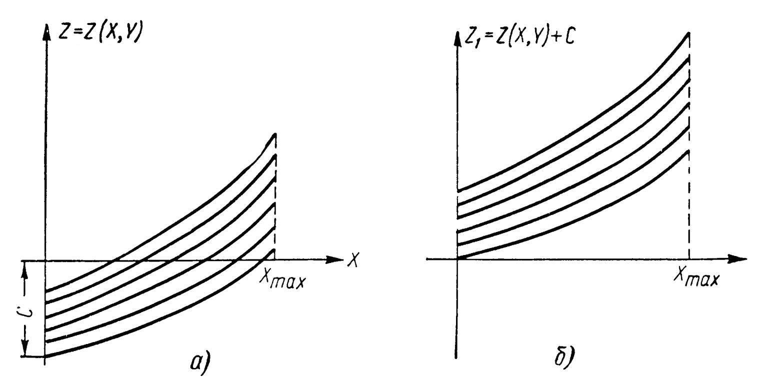
$$Z_1 = Z_1(X, Y) = Z(X, Y) + C,$$

которая может быть, очевидно, воспроизведена при помощи устройства, показанного на фиг. XXI. 33.

Заданная зависимость $Z(X, Y)$ будет получена в этом случае, на основании соотношения

$$Z = Z(X, Y) = Z_1(X, Y) - C.$$

Если воспроизведение заданной функции $Z(X, Y)$ при помощи линейного потенциометра с шунтирующими сопротивлениями оказывается задачей слишком сложной, то можно попытаться аппро-



Фиг. XXI. 34. Преобразование функции $Z(X, Y)$.

ксимировать значение $Z(X, Y)$ некоторой функцией $\zeta(X, Y)$. После расчленения процесса вычисления на отдельные операции новая функция более просто может быть воспроизведена при помощи других вычислительных устройств.

Моделирование операций сложения, умножения и воспроизведение функции одного аргумента не встречает затруднений, поэтому в общем случае целесообразно представить аппроксимирующую функцию $\zeta = \zeta(X, Y) \approx Z(X, Y)$ в виде

$$\zeta = f_0(X) + \psi_0(Y) + \sum_{j=1}^{j=n} f_j(X)\psi_j(Y). \qquad \text{(XXI. 105)}$$

Операции выработки функций $f_j(X)$, $\psi_j(Y)$ и произведения $f_j(X)\psi_j(Y)$ могут быть осуществлены при помощи потенциометров.

Для определения вида функций $f_j(X)$ и $\psi_j(Y)$ поступают следующим образом. Прежде всего составляется достаточно подробная таблица значений функции $Z(X, Y)$ (табл. XXI. 1). Каждая строка этой таблицы определяет некоторую функцию аргумента X, каждый столбец — некоторую функцию аргумента Y.

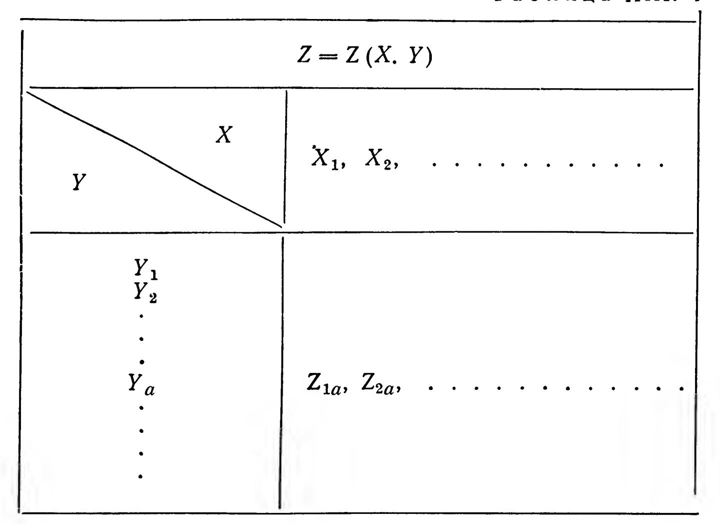
Некоторой a-й строке соответствует функция $Z = Z(X,\ Y = Y_a)$. Примем

$$f_0(X) = Z(X,\ Y = Y_a).$$

Если приближенно принять

$$Z(X, Y) \approx f_0(X),$$

Таблица XXI. 1



$Z = Z(X, Y)$	
$Y \backslash X$	$X_1,\ X_2,\ \ldots\ldots\ldots$
Y_1 Y_2 $\vdots$ Y_a $\vdots$	 $Z_{1a},\ Z_{2a},\ \ldots\ldots\ldots$

то ошибка может быть определена по формуле

$$\Delta_1 = \Delta_1(X, Y) = Z(X, Y) - f_0(X). \qquad \text{(XXI. 106)}$$

Составляем таблицу значений этой ошибки (табл. XXI. 2).

Таблица XXI. 2

$\Delta_1 = \Delta_1(X, Y)$	
$Y \backslash X$	$X_1,\ X_2,\ \ldots,\ \ldots\ldots,\ X_b,\ \ldots$
Y_1 Y_2 $\vdots$ Y_a $\vdots$	Δ_{1b1} Δ_{1b2} $\vdots$ $0 \quad 0 \quad 0 \ldots\ldots 0 \ldots\ldots$ $\vdots$

В a-й строке, во всех столбцах таблицы будут стоять нули, так при $Y = Y_a$, $\Delta_1 = 0$.

Некоторому b-му столбцу таблицы соответствует функция $\Delta_1 (X = X_b, Y)$. Примем

$$\psi_0 (X) = \Delta_1 (X = X_b, Y). \qquad \text{(XXI. 107)}$$

Ошибка приближенного равенства

$$Z (X, Y) \approx f_0 (X) + \psi_0 (Y)$$

равна

$$\Delta_2 = \Delta_2 (X, Y) = Z (X, Y) - [f_0 (X) + \psi_0 (Y)]. \qquad \text{(XXI. 108)}$$

На основании напряжения (XXI. 106) получим

$$\Delta_2 = \Delta_2 (X, Y) = \Delta_1 (X, Y) - \psi_0 (Y). \qquad \text{(XXI. 109)}$$

Составляем таблицу значений этой ошибки (табл. XXI. 3).

Таблица XXI. 3

$\Delta_2 = \Delta_2 (X, Y)$							
Y \ X	X_1,	X_2,		X_d,	. . . . ,	X_b	
Y_1				Δ_{2d1}		0	
Y_2				Δ_{2d2}		0	
.				.		0	
.				.		.	
.				.		.	
Y_c	Δ_{21c},	Δ_{22c},		$\Delta_{2\max}$		0	. . . .
.				.			
.				.			
Y	0,	0,		0		0	0 000
.				.			
.				.			
.				.			

При $Y = Y_a$ имеем $\Delta_1 = 0$, $\psi_0 (Y) = 0$ (табл. XXI. 2), поэтому в a-й строке табл. XXI. 3 во всех столбцах стоят нули.

При $X - X_b$ справедливо равенство (XXI. 107) и, следовательно, $\Delta_2 = 0$. Поэтому в b-м столбце табл. XXI. 3 во всех строках тоже стоят нули.

Затем в табл. XXI. 3 находят наибольшее значение ошибки $\Delta_{2\max}$. Допустим, что оно оказалось в c-й строке d-го столбца; c-й строке соответствует функция $\Delta_2 (X, Y = Y_c)$, d-му столбцу — функция $\Delta_2 (X = X_d, Y)$. Примем

$$f_2 (X) = \Delta_2 (X, Y = Y_c) \qquad \text{(XXI. 110)}$$

и

$$\psi_1 (Y) = \frac{\Delta_2 (X = X_d, Y)}{\Delta_2 (X = X_d, Y = Y_c)}. \qquad \text{(XXI. 111)}$$

Ошибка приближенного равенства

$$Z(X, Y) \approx f_0(X) + \psi_0(Y) + f_1(X)\psi_1(Y)$$

определяется по формуле

$$\Delta_3 = \Delta_3(X, Y) = Z(X, Y) - [f_0(X) + \psi_0(Y) + \\ + f_1(X)\psi_1(Y)] \qquad \text{(XXI. 112)}$$

или на основании выражения (XXI. 108) получим

$$\Delta_3 = \Delta_3(X, Y) = \Delta_2(X, Y) - f_1(X)\psi_1(Y). \qquad \text{(XXI. 113)}$$

Пользуясь этим выражением и табл. XXI. 3, составляем новую таблицу (табл. XXI. 4).

Таблица XXI. 4

$\Delta_3 = \Delta_3(X, Y)$													
X / Y	X_1,	X_2,	. . . ,		X_d,	. . . ,		X_b,		. . . ,	X_d,		. . .
Y_1					0			0			Δ_{3f1}		
Y_2					0			0			Δ_{3f2}		
.											.		
.					0			0			.		
.											.		
Y_c	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
.					0			0			.		
.											.		
.					0			0			.		
Y_a	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
.					0			0			.		
.											.		
.					0			0			.		
Y_e	Δ_{31e},		Δ_{32e} . . .		0			0			$\Delta_{3\,max}$		

При $Y = Y_a$ имеем $\Delta_2 = 0$, $\psi_1(Y) = 0$ (табл. XXI. 3), поэтому в a-й строке табл. XXI. 4 во всех столбцах стоят нули.

При $X = X_b$ имеем $\Delta_2 = 0$, $f_1(X) = 0$ (табл. XXI. 3), поэтому в b-м столбце табл. XXI. 4 во всех строках стоят нули. При $Y = Y_c$ на основании выражений (XXI. 110), (XXI. 111) и (XXI. 113) получим

$$\Delta_3 = \Delta_2(X, Y = Y_c) - \Delta_2(X, Y = Y_c)\frac{\Delta_2(X = X_d, Y = Y_c)}{\Delta_2(X = X_d, Y = Y_c)},$$

поэтому в c-й строке табл. XXI. 4 во всех столбцах стоят нули.

При $X = X_d$.

$$\Delta_3 = \Delta_2(X = X_d, Y) - \Delta_2(X = X_d, Y = Y_c)\frac{\Delta_2(X = X_d, Y)}{\Delta_2(X = X_d, Y = Y_c)},$$

поэтому в d-м столбце табл. XXI. 4 во всех строках стоят нули.

Допустим, что наибольшее значение ошибки $\Delta_{3\,max}$ оказалось на пересечении e-й строки и f-го столбца, причем e-й строке соответствует функция $\Delta_3(X, Y = Y_e)$, f-му столбцу — функция $\Delta_3(X = X_f, Y)$. Принимаем

$$f_2(X) = \Delta_3(X, Y = Y_e) \qquad \text{(XXI. 114)}$$

и

$$\psi_2(Y) = \frac{\Delta_3(X = X_f, Y)}{\Delta_3(X = X_f, Y = Y_e)}. \qquad \text{(XXI. 115)}$$

Ошибка приближенного равенства

$$Z = (X, Y) \approx f_0(X) + \psi_0(Y) + f_1(X)\psi_1(Y) + f_2(X)\psi_2(Y)$$

равна

$$\Delta_4 = \Delta_4(X, Y) = \Delta_3(X, Y) - f_2(X)\psi_2(Y). \qquad \text{(XXI. 116)}$$

В табл. XXI. 5 нулями заполнены строки a, c, e и столбцы b, d, f.

Продолжая таким же образом и далее, можно найти функции $f_j(X)$ и $\psi_j(Y)$ при любом значении j.

Таблица XXI. 5

$\Delta_4 = \Delta_4(X, Y)$													
Y \ X	X_1,	X_2,		. . . . ,	X_d		. . . . ,	X_b,			X_f		
Y_1					0			0			0		
Y_2					0			0			0		
.													
.					0			0			0		
Y_c	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
.													
.					0			0			0		
Y_a	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
.													
.					0			0			0		
Y_e	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

В каждой последующей таблице линий нулей становится на две больше.

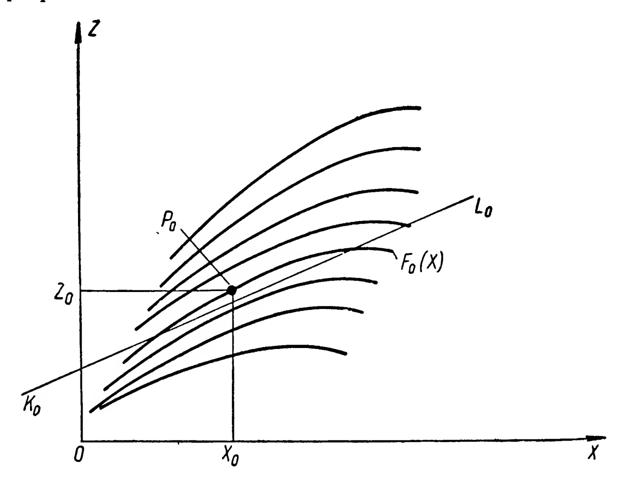
Процесс заканчивается тогда, когда значения погрешности $\Delta_j = \Delta_j(X, Y)$ не превышают допустимого значения ошибки аппроксимации.

В некоторых случаях целесообразно аппроксимирующей функции $\zeta(X, Y)$ придать более простой вид, приняв в выражении (XXI. 105) обе функции $f_0(X)$ и $\psi_0(Y)$ или одну из них равными нулю.

Если число слагаемых в выражении (XXI. 105) невелико, то заданная функция $Z(X, Y)$ может быть приближенно воспроизведена сравнительно просто.

Изложенный метод может быть использован и для аппроксимации функций от трех независимых переменных. Это представляет большой интерес при воспроизведении зависимостей, заданных таблично, когда соответствующие аналитические выражения неизвестны.

Если функция $Z(X, Y)$ в рабочем диапазоне независимых переменных графически изображается семейством кривых, подобных



Фиг. XXI. 35. Основная кривая, основная точка и отсчетная прямая.

по форме, то для ее воспроизведения можно воспользоваться параллельным перемещением и поворотом одной из кривых семейства.

На графике функции Z (фиг. XXI. 35) выбирается некоторая основная кривая $Z = F_0(X) = Z(X, Y = Y_0)$ и на ней основная точка $P_0(X_0, Z_0)$. Через две произвольные точки основной кривой проводится отсчетная прямая K_0L_0.

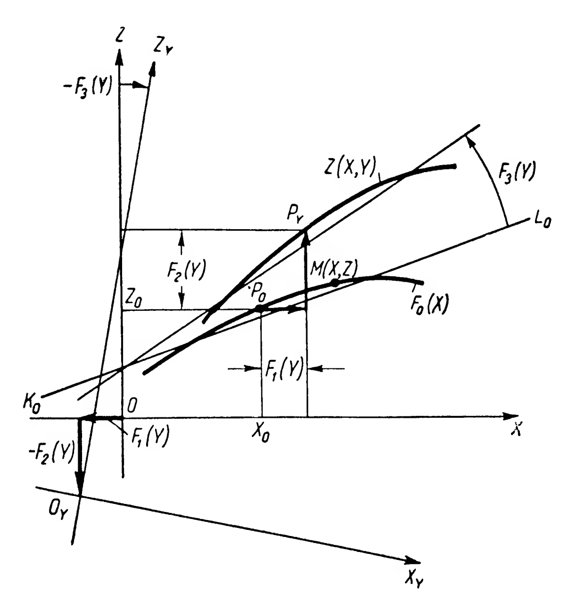
Основная кривая с основной точкой и отсчетная прямая переносятся на кальку. Затем основная кривая совмещается последовательно со всеми другими кривыми семейства. При этом определяются (фиг. XXI. 36) горизонтальное и вертикальное перемещения основной кривой $F_1(Y)$ и $F_2(Y)$, а также угол поворота $F_3(Y)$. Перемещениям вправо и вверх и углу поворота против часовой стрелки приписывается знак плюс.

Если основная кривая достаточно хорошо совпадает со всеми кривыми семейства, то заданную функцию можно аппроксимировать некоторой зависимостью, которая определяется функциями $F_0(X)$, $F_1(Y)$, $F_2(Y)$, $F_3(Y)$.

Для отыскания этой зависимости необходимо найти уравнение основной кривой после ее перемещения и поворота в системе коорди-

нат ZOX, т. е. найти уравнение основной кривой в начальном ее положении в системе координат $Z_Y\ O_Y\ X_Y$. Координаты начала системы $Z_Y\ O_Y\ X_Y$ в системе координат ZOX равны $-F_1\ (Y)$ и $-F_2(Y)$. Оси системы $Z_Y\ O_Y\ X_Y$ повернуты относительно осей системы ZOX на угол, равный $-F_3\ (X)$.

В системе ZOX координаты некоторой точки M, лежащей на основной кривой, в начальном ее положении равны Z и X.



Фиг. XXI. 36. Параллельное перемещение и поворот основной прямой.

В системе $Z_YO_YX_Y$ координаты той же точки равны Z_Y и X_Y. Выражая эти координаты через Z и X, получим

$$\left.\begin{aligned} X_Y &= (X + F_1)\cos F_3 - (Z + F_2)\sin F_3, \\ Z_Y &= (X + F_1)\sin F_3 + (Z + F_2)\cos F_3 \end{aligned}\right\} \qquad (XXI.117)$$

или

$$\left.\begin{aligned} X_Y &= (X + F_1)\cos F_3 - [F_0(X) + F_2]\sin F_3, \\ Z_Y &= (X + F_1)\sin F_3 + [F_0(X) + F_2]\cos F_3 \end{aligned}\right\} \qquad (XXI.118)$$

Полученные выражения представляют собой параметрическую форму уравнения основной кривой в ее начальном положении в системе координат $Z_YO_YX_Y$. Параметром здесь является величина X.

Для того чтобы получить в параметрической форме уравнение основной кривой, после ее перемещения и поворота в системе коор-

динат ZOX нужно заменить в выражениях (XXI. 118) X_Y на X, Z_Y — на Z, X — на S. В результате этого получим окончательно

$$\left.\begin{aligned} X &= [S + F_1(Y)] \cos [F_3(Y)] - [F_0(S) + F_2(Y)] \sin [F_3(Y)]; \\ &\text{и} \\ Z &= [S + F_1(Y)] \sin [F_3(Y)] + [F_0(S) + F_2(Y)] \cos [F_3(Y)], \end{aligned}\right\} \quad \text{(XXI.119)}$$

где S — параметр.

Полученные выражения определяют последовательность воспроизведения заданной функции $Z(X, Y)$. Прежде всего решают первое уравнение относительно S, затем согласно второму выражению определяют Z.

Соответствующее вычислительное устройство получается особенно простым, если $F_1 = F_2 = 0$ или $F_3 = 0$.

12. ВОСПРОИЗВЕДЕНИЕ ТИПИЧНЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ ЗАВИСИМОСТЕЙ

Типичные нелинейные зависимости (типичные нелинейности) иногда необходимо воспроизводить при моделировании систем автоматического регулирования.

Типичные нелинейности могут быть вызваны ограничением тех или иных переменных по величине, наличием зоны нечувствительности, зазором в кинематических передачах, релейными характеристиками звеньев и петлей гистерезиса.

Схема, позволяющая ограничить пределы изменения заданной величины, изображена на фиг. XXI. 37. Она состоит в основном из решающего усилителя и двух диодов $Д_1$ и $Д_2$.

Если входное напряжение схемы $U_{вх}$ невелико $|U_{хв}| < |E|$, то ток через диоды не проходит, так как они заперты напряжениями $+E$ и $-E$ от постороннего источника. В этом случае выходное напряжение равно

$$|U_{вых}| = \frac{r_2}{r_1} |U_{вх}|. \quad \text{(XXI. 120)}$$

С увеличением $|U_{вх}|$ этот закон сохраняется до тех пор, пока не окажется, что

$$|U_{вх}| = \frac{r_2}{r_1} |E|,$$

а

$$|U_{вых}| = |E|.$$

В этот момент один из диодов открывается, и можно показать, что дальнейшие приращения абсолютных значений входного и выходного напряжений оказываются связанными соотношением

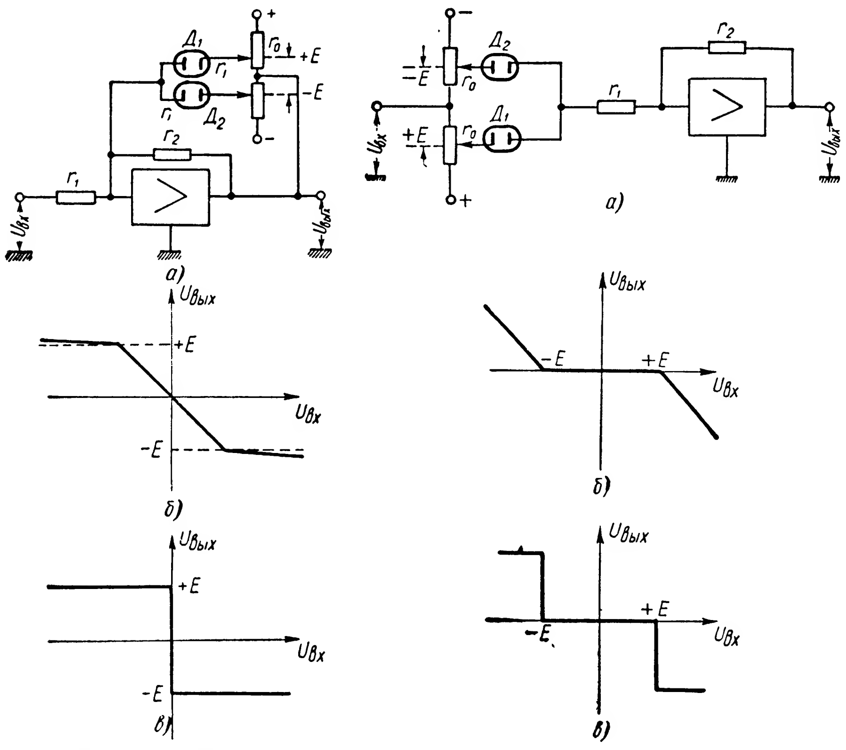
$$\Delta |U_{вых}| = \frac{(r_i + r_0)\,\frac{r_2}{r_1}}{r_i + r_0 + r_2} \Delta |U_{вх}|. \quad \text{(XXI. 121)}$$

Если сопротивление r_2 значительно больше сопротивлений r и r_0, то практически можно считать, что

$$\Delta |U_{вых}| \approx 0. \quad \text{(XXI. 122)}$$

В таком случае закон изменения $U_{вых}$ в зависимости от $U_{вх}$ будет иметь вид, изображенный на фиг. XXI. 37, *б*. Крутизна изменения $U_{вых}$ в промежутке между пределами ограничения $+E$ и $-E$ может изменяться при изменении r_2 и r_1.

Если $r_2 = \infty$, то при большом коэффициенте усиления усилителя выходное напряжение будет достигать предельного значения при малейшем изменении $U_{вх}$ и закон изменения $U_{вых}$ будет практически таким, как он показан на фиг. XXI. 37, *в*. В этом случае схема пригодна для моделирования простейших релейных характеристик.



Фиг. XXI. 37. Схема ограничения пределов изменения переменных величин и моделирование простейших релейных характеристик.

Фиг. XXI. 38. Схема моделирования звеньев, обладающих зоной нечувствительности.

На фиг. XXI. 38 показана схема, позволяющая моделировать звенья систем автоматического регулирования, имеющие зоны нечувствительности.

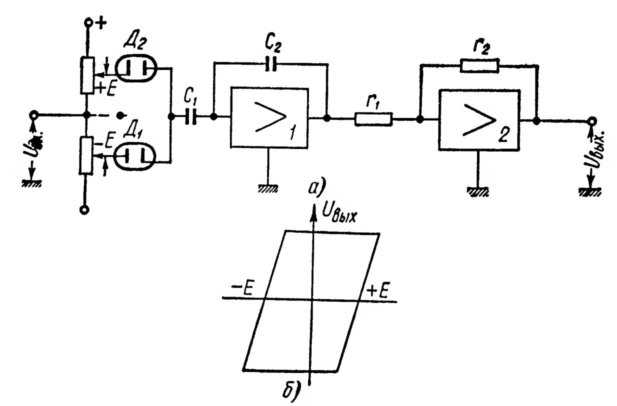
При малых значениях входного напряжения, напряжение на выходе остается равным нулю, т. е. оба диода $Д_1$ и $Д_2$ заперты напряжениями $+E$ и $-E$. Напряжение на выходе появляется только при условии $|U_{вх}| > |E|$ и изменяется по закону

$$|U_{вых}| = \frac{r_2}{r_i + r_0 + r_i}(|U_{вх}| - |E|), \qquad \text{(XXI. 123)}$$

как это показано на фиг. XXI. 38, *а*. Изменением сопротивления r_1 можно менять крутизну характеристики. При $r_1 = \infty$ нарастание происходит практически мгновенно по отношению к изменению входного напряжения.

Обеспечив ограничение выходного напряжения соединением схемы ограничения (фиг. XXI. 38, *а*) со схемой воспроизведения зоны нечувствительности (фиг. XXI. 37, *а*), можно осуществить моделирование релейных характеристик, приведенных на фиг. XXI. 38, *в*.

Для воспроизведения статической характеристики звена, имеющего мертвый ход или зазор кинематической передачи, необходимо



Фиг. XXI. 39. Схема моделирования звеньев, обладающих мертвым ходом.

использовать устройства, воспроизводящие зону нечувствительности, и устройства, сохраняющие значения выходной координаты при перемене направления движения ведущего звена до тех пор, пока весь мертвый ход или зазор не будет выбран.

Схема воспроизведения мертвого хода или зазора кинематических передач приведена на фиг. XXI. 39, *а*.

Рассмотрим, как изменяется выходное напряжение схемы $U_{вых}$, если входное напряжение вначале растет от нуля до $U_{вх\ max}$, затем уменьшается до $U_{вх\ min}$, причем $|U_{вх\ max}| = |U_{вх\ min}|$, затем снова возрастает до $U_{вх\ max}$ и т. д.

При малых положительных значениях $U_{вх}$ напряжение на выходе остается равным нулю. Это сохраняется до тех пор, пока $U_{вх}$ не достигнет значения $+E$. В этот момент открывается диод $Д_1$ и начинает заряжаться конденсатор C_1. Когда конденсатор достигает напряжения $U_{вх} - E$, диод $Д_1$ запирается. Выходное напряжение первого решающего усилителя равно $-\frac{C_1}{C_2}(U_{вх} - E)$, а выходное напряжение второго усилителя равно

$$U_{вых} = \frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{r_2}{r_1} (U_{вх} - E). \qquad \text{(XXI. 124)}$$

По мере увеличения $U_{вх}$ до $U_{вх\ max}$ напряжение на выходе возрастает до $U_{вых\ max}$. В этот момент потенциалы анода и катода диода $Д_1$ относительно земли равны $U_{вх\ max} - E$, а потенциал анода по отношению к катоду равен нулю (диод $Д_1$ закрыт).

В диоде $Д_2$ и потенциалы анода и катода равны соответственно $U_{вх\ max} - E$ и $U_{вх\ max} + E$ и потенциал анода относительно катода равен $U_{вх\ max} - E - (U_{вх\ max} + E) = -2E$ (диод $Д_2$) (закрыт).

Если далее напряжение $U_{вх}$ понижается, то потенциалы анода $Д_1$ и катода $Д_2$ уменьшаются. Диод $Д_1$ будет при этом запираться все сильнее, а диод $Д_2$ слабее.

Потенциалы катода $Д_1$ и анода $Д_2$ остаются по-прежнему равными $U_{вх\ max} - E$. Напряжение на выходе сохраняет значение $U_{вых\ max}$ благодаря медленному разряду конденсаторов C_1 и C_2.

В момент, когда входное напряжение становится меньше значения $U_{вх\ max} - 2E$, диод $Д_2$ открывается, конденсатор C_1 разряжается и $U_{вых}$ будет уменьшаться.

По мере дальнейшего уменьшения $U_{вх}$ до $-E$ выходное напряжение уменьшается от $U_{вых\ max}$ до нуля.

При последующем изменении $U_{вх}$ от $-E$ до $U_{вх\ min}$, а затем от $U_{вх\ min}$ до $U_{вх\ max}$ выходное напряжение изменяется так же, как и при изменении $U_{вх}$ от $+E$ до $U_{вх\ max}$, а затем от $U_{вх\ max}$ до $U_{вх\ min}$ (знак выходного напряжения будет отрицательным).

Закон изменения $U_{вых}$ в зависимости от $U_{вх}$ показан на фиг. XXI. 39, *б*.

При помощи рассмотренных схем возможно приближенное воспроизведение характеристик звеньев, обладающих гистерезисом, и ряд других.

13. ВРАЩАЮЩИЕСЯ ТРАНСФОРМАТОРЫ

При решении задач, связанных с геометрическими преобразованиями (решении треугольников, преобразовании координат, разложении и построении векторов и пр.), весьма эффективно применение таких вычислительных элементов, как вращающиеся трансформаторы.

Вращающийся трансформатор вырабатывает переменное напряжение с амплитудой, пропорциональной питающему напряжению и синусу, косинусу или некоторым другим функциям угла поворота его ротора.

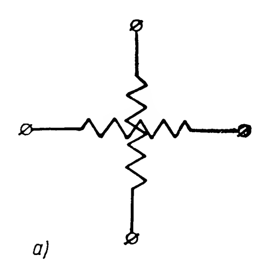
Вращающийся трансформатор (ВТ) представляет собой электрическую машину с неявно выраженными полюсами на роторе и статоре. На статоре и роторе ВТ размещаются по две распределенных обмотки со смещенными друг относительно друга на 90° электрическими осями. Схема ВТ дана на фиг. XXI. 40.

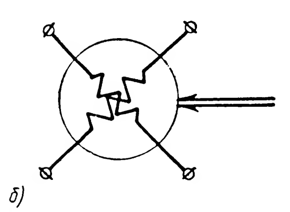
Основными разновидностями вращающихся трансформаторов являются синусно-косинусный (СКВТ) и линейный (ЛВТ), отличающиеся друг от друга схемой включения.

Наиболее простой является схема синусно-косинусного вращающегося трансформатора, в котором выведены отдельно две статорные

и две роторные обмотки. Элементарными задачами, которые могут быть решены СКВТ, являются: а) разложение вектора на прямоугольные составляющие, б) поворот координатных осей и в) преобразование прямоугольных координат вектора в полярные.

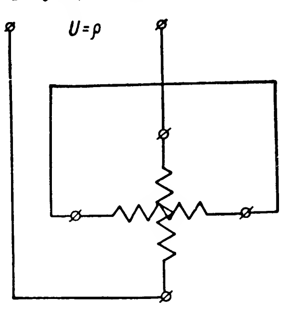
Для разложения вектора на прямоугольные составляющие на одну из обмоток СКВТ (например, статорную) подается переменное напряжение с амплитудой, пропорциональной модулю вектора ρ (фиг. XXI. 41). В воздушном зазоре появляется пульсирующий магнитный поток, направленный вдоль оси обмотки возбуждения и пропорциональный величине заданного модуля вектора. Другая статорная обмотка замыкается накоротко для уничтожения поперечной составляющей магнитного потока, которая может появиться за счет реакции роторных обмоток, работающих на нагрузку, или за счет электрической и магнитной асимметрии ВТ.

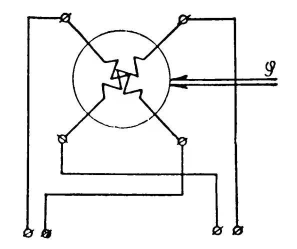




Фиг. XXI. 40. Схема вращающегося трансформатора:

а — статор; *б* — ротор.





Фиг. XXI. 41. Включение переменного напряжения на одной из обмоток вращающегося трансформатора.

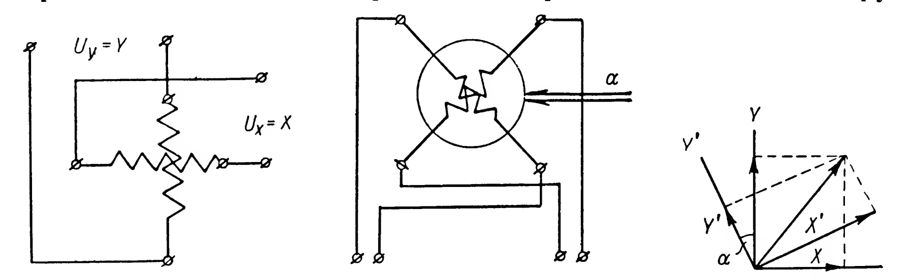
Ротор СКВТ поворачивается относительно своего нулевого положения на угол φ. Нулевым положением ротора считается такое, при котором ось одной из роторных обмоток (которую называют косинусной обмоткой) совпадает по направлению с осью обмотки возбуждения. При произвольном положении ротора в каждой обмотке наводится напряжение, пропорциональное произведению амплитуды переменного потока на косинус угла между осью потока и осью обмотки.

В одной роторной обмотке (косинусной) наводится напряжение, пропорциональное $\rho \cos \varphi$, т. е. проекции вектора на ось X, а в дру-

гой роторной обмотке (синусной) — напряжение, пропорциональное $\rho \sin \varphi$, т. е. проекции вектора на ось Y.

Синусно-косинусный вращающийся трансформатор можно рассматривать как электромеханическую модель, в которой длина вектора изображается величиной магнитного потока, а направление вектора совпадает с осью обмотки возбуждения. Оси прямоугольных координат X и Y изображаются осями роторных обмоток, на которые магнитный поток проектируется так же, как вектор на оси X и Y.

Для решения задачи поворота координатных осей на две статорные обмотки подаются переменные напряжения, совпадающие друг



Фиг. XXI. 42. Включение переменных напряжений на две статорные обмотки вращающегося трансформатора и схема разложения вектора.

с другом по фазе, амплитуды которых пропорциональны заданным прямоугольным составляющим вектора в исходной системе координат (фиг. XXI. 42). Продольная и поперечная составляющие магнитного потока, пропорциональные составляющим вектора X и Y, суммируясь, образуют результирующий магнитный поток, величина которого пропорциональна модулю вектора. Направление оси магнитного потока относительно нулевого положения статора соответствует направлению вектора относительно оси координат X.

Ротор поворачивается относительно своего нулевого положения на угол α, в результате чего оси роторных обмоток совпадают с осями новой координатной системы, повернутой относительно старой. В роторных обмотках наводятся напряжения, пропорциональные проекциям вектора на повернутые оси координат, т. е.

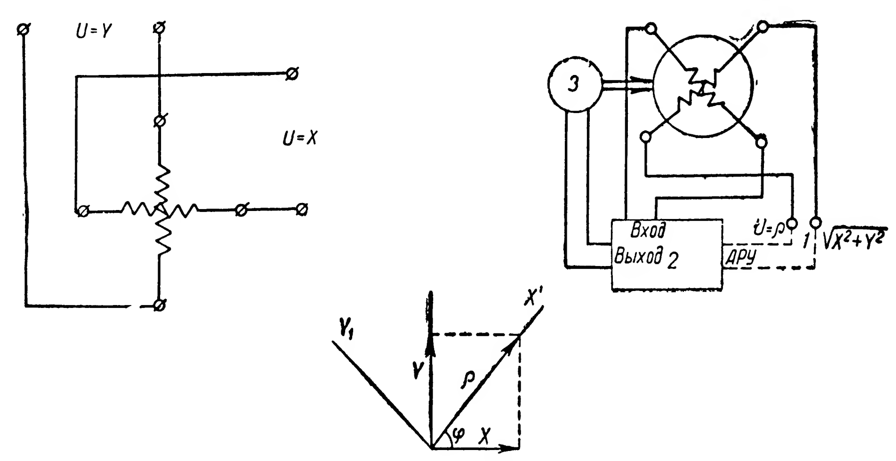
$$X' = X \cos \alpha + Y \sin \alpha;$$

$$Y' = -X \sin \alpha + Y \cos \alpha.$$

В этом случае СКВТ можно рассматривать как модель, в которой оси исходной координатной системы совпадают с осями статорных обмоток, заданные составляющие вектора изображаются проекциями магнитного потока на оси статорных обмоток, преобразованные оси координат совпадают с осями роторных обмоток, а составляющие вектора по преобразованным координатным осям изображаются проекциями результирующего магнитного потока вдоль осей роторных обмоток.

Преобразование заданных прямоугольных координат вектора в полярные является в известном смысле задачей, обратной рассмот-

ренной задаче поворота координатных осей. Задача преобразования прямоугольных координат вектора в полярные эквивалентна следующей задаче: на какой угол следует повернуть координатную систему, чтобы проекция вектора на ось Y обратилась в нуль? Искомый угол поворота координатных осей будет равен угловой полярной координате вектора, а проекция вектора на ось X преобразованной системы координат будет равна линейной полярной координате — модулю вектора ρ. При решении задачи поворота координатных осей заданными величинами являются проекции вектора на исходные координат-



Фиг. XXI. 43. Схема вращающегося трансформатора с обратной связью:
1 — вращающийся трансформатор; *2* — усилитель; *3* — отрабатывающий двигатель.

ные оси и угол между исходными координатными осями и одноименными преобразованными координатными осями, а искомыми величинами — проекции вектора на преобразованные координатные оси. В задаче преобразования прямоугольных координат в полярные одна из искомых величин в задаче поворота координатных осей (проекция на ось Y преобразованной системы) оказывается заданной, а одна из заданных величин (угол поворота координатных осей) — искомой.

Для решения этой обратной задачи вращающийся трансформатор охватывается обратной связью. Цепь обратной связи содержит моторный усилитель, на вход которого поступает с синусной обмотки напряжение, пропорциональное проекции вектора на ось X преобразованной системы координат, и отрабатывающий двигатель, связанный с ротором СКВТ (фиг. XXI. 43). Если ротор СКВТ занимает произвольное положение, рассогласованное по отношению к положению равновесия на угол $\delta\varphi$, то на вход моторного усилителя поступает сигнал рассогласования, пропорциональный $\rho \sin(\delta\varphi)$. Этот сигнал не меняет своего знака при увеличении рассогласования вплоть до 180°. При рассогласовании, большем 180°, знак сигнала (точнее, фаза переменного напряжения) меняется, вследствие чего ротор СКВТ

приводится отрабатывающим двигателем в положение равновесия с другой стороны, повернувшись при этом на полный оборот.

При малых отклонениях ротора от положения равновесия сигнал рассогласования на входе усилителя пропорционален $\rho\delta\varphi$, т. е. крутизна сигнала (отношение напряжения сигнала к углу рассогласования) пропорциональна модулю вектора, заданного своими прямоугольными составляющими. Так как все остальные звенья отработки угла (усилитель, отрабатывающий двигатель, редуктор) имеют постоянный коэффициент усиления, то коэффициент усиления замкнутой системы отработки угла также пропорционален модулю вектора. Это может привести к неустойчивой работе следящей системы при больших значениях модуля вектора или к невысокой точности отработки угла при малых значениях модуля вектора. Во избежание этого обычно вводится автоматическая регулировка коэффициента усиления усилителя, который изменяется обратно пропорционально модулю вектора. Для этого в устройство АРУ (автоматической регулировки усиления) усилителя вводится с косинусной обмотки СКВТ напряжение, пропорциональное модулю вектора ρ.

В результате общий коэффициент усиления замкнутой системы оказывается приблизительно (с той степенью точности, с которой АРУ осуществляет требуемый от него гиперболический закон зависимости коэффициента усиления от подведенного напряжения) постоянным независимо от модуля вектора. Условия работы системы автоматической отработки угла с точки зрения запаса ее устойчивости и точности отработки угловой величины также остаются постоянными.

Усложнение схемы соединения обмоток вращающегося трансформатора позволяет расширить класс воспроизводимых им функций. В частности, вращающиеся трансформаторы, в которых первичная (подключаемая к сети переменного тока) цепь образуется последовательно соединенными статорной и роторной обмотками, а вторичная цепь — другой роторной обмоткой (синусной) при замкнутой накоротко второй статорной (квадратурной) обмотке, позволяют вырабатывать напряжение, пропорциональное с одной стороны питающему ВТ напряжению, а с другой стороны функции

$$f(\alpha) = \frac{\sin\alpha}{1 + m\cos\alpha}, \qquad \text{(XXI. 125)}$$

где α — угол поворота ротора;

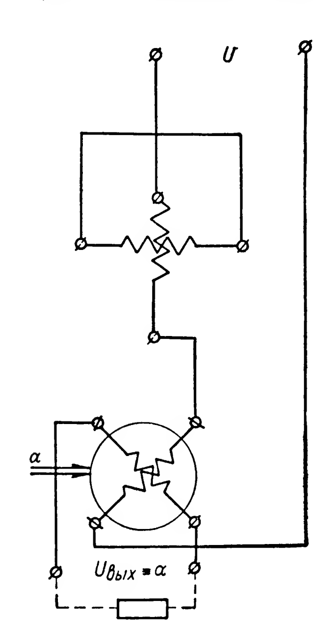
m — коэффициент, зависящий в основном от соотношения чисел витков статорной и роторной обмоток.

В справедливости формулы (XXI. 125) нетрудно убедиться путем следующих несложных рассуждений. Если омическое и реактивное сопротивления рассеяния короткозамкнутой статорной обмотки ввиду их малости принять равными нулю, то поперечная составляющая магнитного потока во вращающемся трансформаторе будет полностью погашена током, проходящим по короткозамкнутой обмотке. Продольная составляющая магнитного потока будет наводить в двух последовательно соединенных обмотках статора и ротора э. д. с., пропорциональную произведению потока на число витков

$w_1 + w_2 \cos\alpha$, а в синусной обмотке — э. д. с., пропорциональную произведению потока на число витков $w_2 \sin\alpha$.

Таким образом, продольная составляющая магнитного потока будет пропорциональна $\frac{U_{сети}}{w_1 + w_2 \cos\alpha}$, а напряжение, наводимое во вторичной цепи, пропорционально

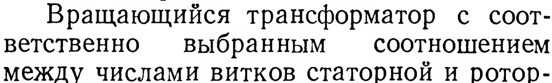
$$U_{вых} = U_{сети} \cdot \frac{\frac{w_2}{w_1} \sin\alpha}{1 + \frac{w_2}{w_1} \cos\alpha} \approx c U_{сети} \alpha.$$



Фиг. XXI. 44. Схема линейного вращающегося трансформатора.

При учете сопротивлений обмоток ВТ характер зависимости вторичного напряжения от угла поворота ротора изменяется мало. Эти сопротивления влияют в основном на величину коэффициента m, несколько уменьшая его по сравнению с отношением $k = \frac{w_2}{w_1}$.

Выбрав соответствующее число витков статорной и роторной обмоток, можно получить для коэффициента m числовое значение, равное 0,54, при котором зависимость (XXI. 125) в пределах измененения угла α, равных $\pm 60°$, отличается от линейной меньше чем на 0,1% максимального значения этой функции на указанном интервале.



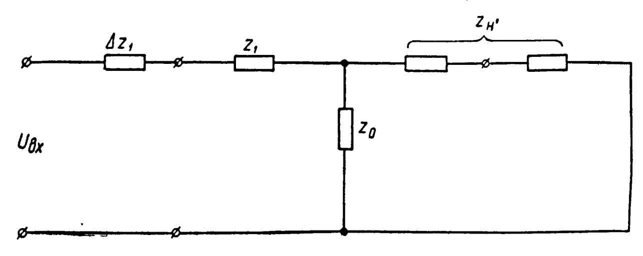
Вращающийся трансформатор с соответственно выбранным соотношением между числами витков статорной и роторной обмоток, включенный по схеме, изображенной на фиг. XXI. 44, называется линейным вращающимся трансформатором (ЛВТ).

Рассмотрим кратко наиболее важные факторы, влияющие на точность ВТ.

В простейшем случае, когда ВТ питается непосредственно от сети, а выходные зажимы ВТ разомкнуты, погрешность ВТ определяется эксцентриситетом воздушного зазора, влиянием зубьев на статоре и роторе и другими причинами конструктивного и технологического характера. При тщательном выполнении ВТ эти ошибки, как правило, невелики: максимальное отклонение реальной характеристики, вырабатываемой ВТ, от идеальной характеристики меньше чем 0,1% максимального выходного напряжения. В ЛВТ к указанным выше погрешностям добавляется систематическая погрешность, связанная с неточностью аппроксимирующей формулы (XXI. 125).

При работе вращающихся трансформаторов в каскадных схемах их погрешности увеличиваются. Это объясняется тем, что амплитуда напряжения переменного тока, питающего каждый ВТ, не остается

постоянной, а изменяется в зависимости от положения роторов других ВТ. При этом благодаря влиянию нелинейной характеристики намагничивания магнитопровода ВТ, в какой-то степени изменяется его входное сопротивление. Чтобы выявить влияние непостоянства входного сопротивления на погрешность ВТ, рассмотрим его упрощенную эквивалентную схему для случая, когда оси обмотки возбуждения и одной из роторных обмоток совпадают друг с другом. Эквивалентная схема ВТ (фиг. XXI. 45) в этом случае ничем не отличается



Фиг. XXI. 45. Эквивалентная схема вращающегося трансформатора.

от общеизвестной эквивалентной схемы нагруженного трансформатора. На фиг. XXI. 45 приняты следующие обозначения:

z_1 — полное сопротивление обмотки возбуждения, включающее омическое и реактивное сопротивления рассеяния;

z_2' — приведенное полное сопротивление вторичной обмотки;

z_0 — сопротивление холостого хода, включающее индуктивность, обусловленную основным потоком, пронизывающим первичную и вторичную обмотки трансформатора, а также омическое сопротивление, учитывающее потери в железе;

$z_н'$ — приведенное сопротивление нагрузки, состоящей из цепочки последующих ВТ;

Δz_1 — выходное сопротивление цепочки ВТ, питающей данное ВТ.

Путем несложного расчета можно показать, что отношение приведенного выходного напряжения к входному (питающему) напряжению равно

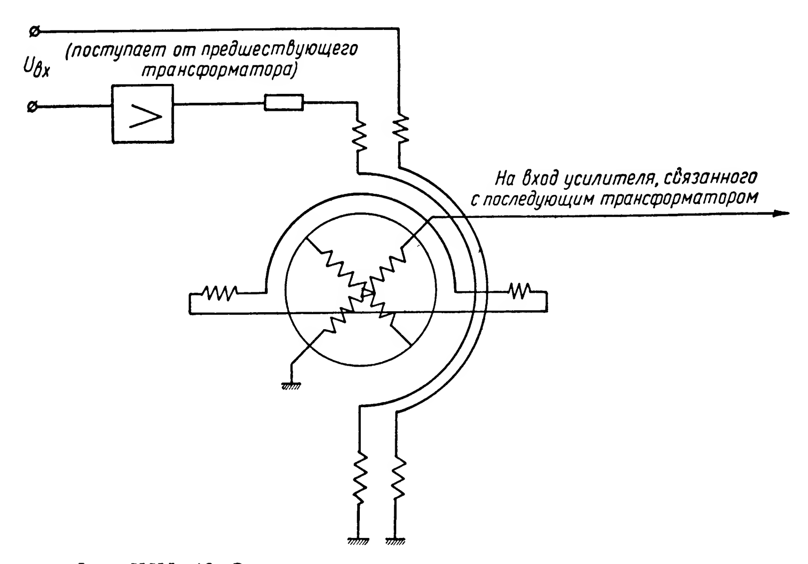
$$\frac{U'_{вых}}{U_{вх}} = \frac{1}{1 + \frac{z_2'}{z_н'} + (\Delta z_1 + z_1)\left(\frac{1}{z_0} + \frac{1}{z_н'} + \frac{z_2'}{z_0 z_н'}\right)}. \qquad (XXI.\ 126)$$

Погрешность ВТ вызвана тем, что при изменении питающего напряжения $U_{вх}$ сопротивления z_0 и $z_н'$ также изменяются вследствие нелинейности характеристики магнитопровода ВТ, в результате чего отношение (XXI. 126) не остается постоянным.

Для уменьшения этой существенной погрешности необходимо:

а) выполнить магнитную цепь ВТ из сплавов типа пермаллоя, благодаря чему нестабильность параметров z_0 и $z_н'$ значительно уменьшится;

б) уменьшить коэффициент трансформации между вторичными и первичными обмотками ВТ, благодаря чему уменьшается добавочное сопротивление Δz_1 по сравнению с сопротивлением z_1 и добавочная проводимость $\frac{1}{z_н}$ по сравнению с проводимостью $\frac{1}{z_0}$. При этом влияние остальных ВТ, расположенных в каскадной цепочке, на точность данного ВТ уменьшается. При коэффициенте трансформации около 0,6 погрешность каждого ВТ в основном определяется его собственными параметрами и в значительно меньшей степени влиянием других ВТ. Недостатком такого метода снижения погрешно-



Фиг. XXI. 46. Схема включения развязывающего усилителя.

стей является уменьшение электрических масштабов на выходе каскадной цепочки ВТ, вследствие чего требуются более чувствительные усилители, и борьба с различного рода наводками, возникающими в схеме, затрудняется. Уменьшение величин Δz_1 и $\frac{1}{z_н}$ по сравнению с z_1 и $\frac{1}{z_0}$ (соответственно) может быть также достигнуто в каскадной цепочке, состоящей из неоднотипных ВТ, в которой каждый из ВТ питается от другого более низкоомного ВТ и нагружен на более высокоомный. Недостатком данного метода является увеличение числа типов ВТ. Борьба с наводками при применении высокоомных ВТ на входе усилителей также затрудняется. Из формулы (XXI. 126) видно, что при малых значениях Δz_1 и $\frac{1}{z_н}$ весьма важным параметром ВТ, от которого зависит его точность, оказывается отношение $\frac{z_1}{z_0}$.

(или связанное с ним отношение сопротивления короткого замыкания к сопротивлению холостого хода). Чем меньше это отношение, тем выше точность ВТ;

в) применить специальные развязывающие усилители, включенные по схеме, изображенной на фиг. XXI. 46. В этой схеме независимо от нелинейности магнитной цепи ВТ в его воздушном зазоре автоматически регулируется магнитный поток, точно пропорциональный приложенному напряжению. Влияние нелинейности магнитопровода ВТ, искажающее пропорциональность между питающим напряжением и магнитным потоком, устраняется благодаря охвату этой нелинейности обратной связью. Применение усилителей позволяет повысить точность ВТ без замены магнитопровода из стали магнитопроводом из пермаллоя, а также без снижения электрических масштабов на выходе цепочки ВТ. Недостатком метода является значительное усложнение схемы.

Увеличение ошибок ВТ, включенного в схему по сравнению с ошибками ВТ, работающего в режиме холостого хода, объясняется не только влиянием нелинейностей магнитной цепи, но и другими причинами. При работе ВТ, включенного в схему из-за добавочного сопротивления Δz_1 и добавочной проводимости $\frac{1}{z_н'}$, показанных на эквивалентной схеме (фиг. XXI. 45). Часто нарушаются условия симметрии сопротивлений в обмотках ВТ, которые автоматически выполняются при холостом ходе. Иногда для повышения точности работы ВТ необходимо при помощи специально вводимых сопротивлений искусственно восстанавливать нарушенную симметрию. Чем выше коэффициент трансформации ВТ, тем больше сказывается ошибка из-за асимметрии и тем труднее она устраняется. Рассмотренные методы уменьшения погрешностей, связанных с нелинейностью магнитной цепи (уменьшение коэффициента трансформации ВТ и применение специальных развивающих усилителей), позволяют также уменьшить ошибки, вызванные асимметрией ВТ в схемах. Особенно трудно устранимы погрешности, возникающие при включении добавочных сопротивлений последовательно с первичной цепью ЛВТ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Витенберг И. М., Функциональные устройства нелинейных электрических моделей, Труды второго всесоюзного совещания по теории автоматического регулирования, т. III.

2. Детали и элементы радиолокационных станций, т. III, изд. «Советское радио», 1953.

3. Итоги науки, Технические науки I, Проблемы теории нелинейных систем автоматического регулирования и управления, под ред. Я. З. Цыпкина, АН СССР, 1957.

4. Кобринский Н. Е., Математические машины непрерывного действия, Гостехиздат, 1954.

5. Корн Г., Корн Т., Электронные моделирующие устройства, ИЛ, 1956.

6. Коган Б. Я., О моделировании систем автоматического регулирования при наличии типичных нелинейных характеристик, «А и Т» № 2, 1955.

7. Лебедев А. Н., Счетно-решающие устройства, Машгиз, 1958.

8. Лебедев А. Н., Приближенное воспроизведение некоторых нелинейных функций двух независимых переменных, Труды Рязанского радиотехнического института, вып. 2, 1957.

9. Основы автоматического регулирования, Теория, гл. XXVI, Машгиз, 1954.

10. Пинскер И. Ш., Представление функций многих переменных при помощи суммирующих, множительных и простейших функциональных устройств, Труды Института машиноведения АН СССР, Семинар по теории точности в машиностроении и приборостроении, вып. 8, 1955.

11. Петров Г. М., Применение полупроводниковых диодов в схемах нелинейных блоков электромоделирующих устройств, «А и Т» № 8, 1956.

12. Таланцев А. Д., Проектирование диодных функциональных преобразователей, «А и Т» № 2, 1956.

РАЗДЕЛ VI

ЭЛЕМЕНТЫ И НЕКОТОРЫЕ УЗЛЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МАШИН ДИСКРЕТНОГО ДЕЙСТВИЯ

Дискретные или цифровые вычислительные машины состоят из следующих устройств: АУ — арифметического устройства, выполняющего арифметические и логические операции; ЗУ — запоминающего устройства, осуществляющего накопление входных данных, промежуточных данных и выходных данных в процессе вычисления и программы работы машины; УУ — устройства управления, осуществляющего вычисления согласно введенной программе, ввод и вывод данных. Для связи реальных объектов с вычислительными машинами необходимы преобразователи: ПН/Д — преобразователь непрерывных величин в дискретные и ПД/*Н* — преобразователь дискретных величин в непрерывные. При всем разнообразии имеющихся и проектируемых машин можно, однако, выделить сравнительно небольшое число элементов, с помощью которых может быть построена любая из них.

В настоящем разделе описываются основные элементы и некоторые узлы цифровых вычислительных машин.

ГЛАВА XXII

ЭЛЕМЕНТЫ И УЗЛЫ АРИФМЕТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

ВВЕДЕНИЕ

Арифметические устройства вычислительных машин служат для выполнения арифметических и логических операций над числами и командами. Основными логическими элементами, с помощью которых строятся все логические цепи вычислительных машин дискретного действия, являются собирательная схема (схема «ИЛИ»), схема совпадения (схема «И») и инвертор (схема «НЕ»).

В цифровых вычислительных машинах все логические схемы являются схемами дискретного действия, представляющими собой схемы, которые в любой момент времени характеризуются одним из возможных устойчивых состояний.

В большинстве случаев используются элементы, обладающие двумя устойчивыми состояниями, одно из которых принимается за ноль, а другое — за единицу, т. е. с помощью таких элементов может быть реализована двоичная система счисления. Эти два состояния могут быть представлены двумя различными способами.

При статическом способе используются два различных уровня напряжения: высокий и низкий. При динамическом способе используется наличие или отсутствие импульсов или же импульсы различной полярности. Первый способ иногда называется кодово-позиционным, а второй — счетно-импульсным.

Основными элементами арифметических устройств являются триггеры, сумматоры, сдвигатели, регистры.

Прежде чем переходить к изложению принципа действия и типовых схем элементов арифметических устройств, следует вкратце остановиться на основных понятиях исчисления высказываний.

1. ИСЧИСЛЕНИЕ ВЫСКАЗЫВАНИЙ

Исчисление высказываний составляет часть математической логики. Применение исчисления высказываний в вычислительной технике оказывается возможным потому, что любая операция двоичного исчисления может быть представлена такими алгебраическими выражениями, которые можно рассматривать как образы некоторых

электрических схем дискретного действия, построенных из элементов с конечными проводимостями и двоичными переключателями.

Более того, оказывается, что для любого элемента, узла машины, системы передач и т. п. (исключая устройства накапливающего типа) зависимости между ожидаемыми переменными величинами, подаваемыми на входы, и выходными величинами могут быть описаны средствами исчисления высказываний, т. е. средствами формальной логики. В связи с этим представляется целесообразным в данном разделе изложить основные понятия исчисления высказываний.

В исчислении высказываний оперируют с логическими суждениями, причем логический аппарат предельно упрощен, суждения различаются только по одному единственному признаку: истинно или ложно их содержание. Таким образом, всякое суждение, в отношении которого имеет смысл утверждать, что его содержание истинно или ложно, мы будем называть высказыванием. Одно и то же высказывание не может быть одновременно истинным и ложным. Основные высказывания по определенным правилам можно соединять в более сложные высказывания.

При построении логики схем обычно исходят из трех основных элементарных логических связей, операций, и на основании этих связей образуют более сложные связи, используя правила образования функции исчисления высказываний.

Обозначим буквами p, q, r, f, ... любые основные нерасчлененные высказывания. Сложные высказывания обозначим буквами A, B, C,...

Истинность или ложность высказываний можно определить при помощи всевозможных комбинаций основных высказываний, сводя их в таблицу истинности, где истинное высказывание будем обозначать 1, а ложное 0.

Основные логические связи можно сравнить с лексическими «И», «ИЛИ», «НЕ».

1. «И» (читается p и q).

Эта логическая связь называется логическим умножением и обозначает высказывание, которое истинно в том и только в том случае, если как p, так и q истинны.

Правила логического умножения определяются табл. XXII. 1

Таблица XXII. 1

Истинность логического умножения

p	0	1	0	1
q	0	0	1	1
pq	0	0	0	1

2. «ИЛИ» $p + q$ (читается p или q).

Эта логическая связь называется логическим суммированием и обозначает высказывание, которое истинно в том и только в том

случае, когда по крайней мере одно из двух основных высказываний p или q является истинным (см. табл. XXII. 2)

3. «НЕ» p (читается «не p»).

Таблица XXII. 2

Истинность логического суммирования

p	0	1	0	1
q	0	0	1	1
$p+q$	0	1	1	1

Эта связь называется логическим отрицанием и обозначает высказывание, которое ложно в том случае, когда p истинно, и истинно, когда p ложно.

Сложное высказывание A, составленное из простых p, q, r при помощи основных логических связей, эквивалентно другому сложному высказыванию B, если при всех значениях p, q, r, A и B одновременно принимают истинные или ложные значения. Эквивалентность двух высказываний равнозначна равенству двух выражений в алгебре и обозначается аналогичным знаком (=). Логические функции можно рассматривать как функции истинности, т. е. как определенные функции, у которых значения аргументов и значение функции могут принимать одно из двух значений 1 (истинно) и 0 (ложно). Тогда основные логические связи можно выразить следующими комбинациями:

$$\begin{array}{lll} 0+0=0 & 0\cdot 0=0 & \bar{1}=0 \\ 1+0=1 & 1\cdot 0=0 & \\ 0+1=1 & 0\cdot 1=0 & \bar{0}=1 \\ 1+1=1 & 1\cdot 1=1 & \end{array} \qquad \text{(XXII. 1)}$$

Для основных логических связей справедливы законы переместительный, сочетательный, распределительный.

Для упрощения основных логических связей можно пользоваться следующими выражениями:

$$\begin{array}{ll} p\cdot p=p; & p+p=p; \\ p\cdot 1=p; & p+1=1; \\ p\cdot 0=0; & p+0=p; \\ \bar{p}\cdot p=0; & p+\bar{p}=1; \end{array} \quad p+p\cdot\bar{q}=p. \qquad \text{(XXII. 2)}$$

Между операциями логическое умножение и логическое сложение имеет место следующая связь:

$$\begin{array}{l} \overline{p+q}=\bar{p}\cdot\bar{q}; \\ \overline{p\cdot q}=\bar{p}+\bar{q}. \end{array} \qquad \text{(XXII. 3)}$$

В справедливости указанных тождеств можно убедиться при помощи табл. XXII. 3 и XXII. 4.

Таблица XXII. 3

Логическое тождество

$\overline{p \cdot q} = \overline{p} + \overline{q}$

p	0	1	0	1
q	0	0	1	1
$\overline{p}$	1	0	1	0
$\overline{q}$	1	1	0	0
$p \cdot q$	0	0	0	1
$\overline{p \cdot q}$	1	1	1	0
$\overline{p} + \overline{q}$	1	1	1	0

Таблица XXII. 4

Логическое тождество

$\overline{p + q} = \overline{p} \cdot \overline{q}$

p	0	1	0	1
q	0	0	1	1
$\overline{p}$	1	0	1	0
$\overline{q}$	1	1	0	0
$p + q$	0	1	1	1
$\overline{p + q}$	1	0	0	0
$\overline{p} \cdot \overline{q}$	1	0	0	0

Отсюда вытекает принцип двойственности (дуализации). Для выражения, которое образовано из основных высказываний и их отрицаний с помощью логического сложения и логического умножения, противоположное ему (дополнение) получается путем замены основных высказываний их отрицаниями, аннулированием отрицаний и взаимным изменением связей: сложение заменяется умножением, а умножение — сложением. Например:

$$\left.\begin{aligned} A &= (p + \overline{q})(\overline{p} + f); \\ \overline{A} &= (\overline{p} \cdot q) + (p \cdot \overline{f}). \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XXII. 4)}$$

Сложные высказывания, кажущиеся на первый взгляд различными, в действительности, при тщательном их рассмотрении, могут оказаться тождественными. Поэтому стремятся ввести некоторое единообразие в представлении функции исчисления высказываний, дающее непосредственную оценку характера рассматриваемой функции.

Каждое сложное высказывание можно привести путем эквивалентных преобразований к двум видам так называемой нормальной формы. Представлением логической функции в нормальной форме называется ее представление либо в виде логической суммы логических произведений основных высказываний, либо в виде логических произведений логических сумм основных высказываний.

Истинность или ложность функций исчислений высказываний, построенных определенным образом из основных высказываний p_1, p_2, ..., p_n с применением логических операций «ИЛИ» и «НЕ» зависит от распределения истинности и ложности среди основных высказываний.

Одной из задач исчисления высказываний является нахождение таких высказываний, которые всегда истинны, или всегда ложны, независимо от того, представляют ли основные высказывания истинные или ложные суждения. Так как каждой функции исчисления высказываний можно поставить в соответствие эквивалентную ей функцию исчисления высказываний в нормальной форме, то необходимо определить, когда выражение в нормальной форме представляет всегда истинное или всегда ложное выражение. Очевидно, наипростейшим всегда истинным высказыванием является

$$p_1 + \bar{p}_1 = 1,$$

и всегда ложным

$$p \cdot \bar{p}_1 = 0. \qquad \text{(XXII. 5)}$$

Любая логическая сумма, в которой по крайней мере одно основное высказывание встречается одновременно с его отрицанием, представляет всегда истинное высказывание. Любое логическое произведение, в котором по крайней мере одно основное высказывание встречается одновременно с его отрицанием, представляет всегда ложное высказывание.

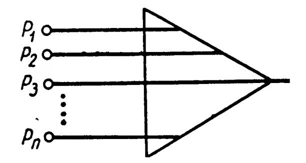
2. СОБИРАТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ И СХЕМЫ СОВПАДЕНИЯ

Под собирательной схемой (фиг. XXII. 1) — схемой «ИЛИ» — понимают схему дискретного действия, имеющую n входов и 1 выход, сигнал на котором появляется при подаче на вход схемы одного или нескольких сигналов. Собирательная схема реализует логическую сумму

$$A = p_1 + p_2 + p_3 + + \ldots + p_n, \qquad \text{(XXII. 6)}$$

где A — выходной сигнал;

p_i — входные сигналы $i = 1, 2, \ldots n$.



Фиг. XXII. 1. Символическое изображение собирательной схемы (схема «ИЛИ»).

Под схемой совпадения (фиг. XXII. 2) — схемой «И» — понимают схему дискретного действия, имеющую n входов и один выход, сигнал на котором появляется только при наличии сигналов на всех n входах.

Схема совпадения реализует логическое произведение

$$B = p_1 \cdot p_2 \cdot p_3 \ldots p_n. \qquad \text{(XXII. 7)}$$

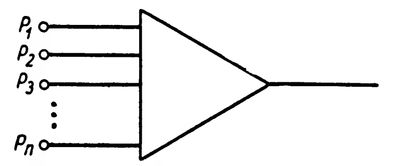
Схему совпадения на два входа обычно называют клапаном или вентилем. В силу тождеств

$$\overline{m}+\overline{n}=\overline{m\cdot n}; \quad \overline{m}\cdot\overline{n}=\overline{m+n}$$

схемы совпадения и собирательные схемы имеют одинаковую структуру. Это можно показать, взяв отрицания от обеих частей равенства (6), в результате чего получим

$$\overline{A}=\overline{p_1+p_2+p_3+\ldots+p_n}=\overline{p}_1\cdot\overline{p}_2\cdot\overline{p}_3\ldots\overline{p}_n. \qquad (\text{XXII. 8})$$

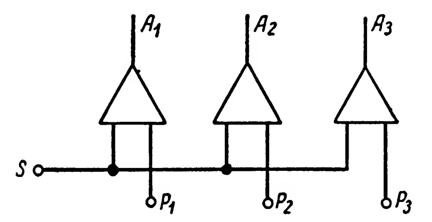
Из сравнения равенств (6) и (7) видно, что собирательная схема для основных сигналов является схемой совпадения для отрицаний основных сигналов.



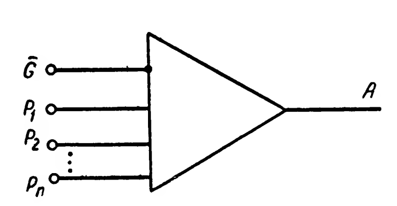
Фиг. XXII. 2. Символическое изображение схемы совпадения (схема «И»).

Схему совпадения иногда называют *схемой разрешения*, понимая под этим схему дискретного действия, сигнал на выходе которой может появиться только при наличии разрешающего сигнала S.

Ряд схем разрешения, на один вход которых подается разрешающий сигнал S, называется *цепочкой клапанов* (фиг. XXII. 3).



Фиг. XXII. 3. Цепочка клапанов.



Фиг. XXII. 4. Схема запрещения.

Цепочка клапанов реализует уравнения

$$A_1=p_1S; \quad A_2=p_2S\ldots A_n=p_nS. \qquad (\text{XXII. 9})$$

Схема запрещения (фиг. XXII. 4) — схема дискретного действия, сигнал на выходе которой может появиться только при отсутствии запрещающего сигнала G. Уравнение схемы

$$A=p_1\cdot p_2\cdot p_3\ldots p_n\cdot\overline{G}. \qquad (\text{XXII. 10})$$

Собирательные схемы и схемы совпадения могут быть *прямыми и инверсными*.

Прямая схема характеризуется тем, что выходные сигналы имеют ту же полярность, что и входные сигналы.

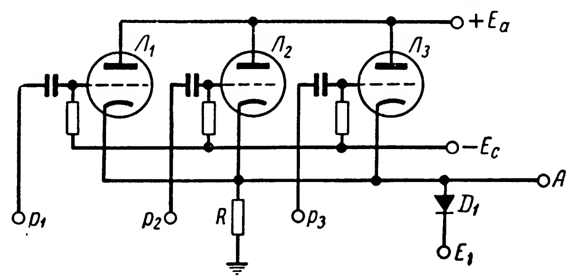
Инверсная схема характеризуется тем, что сигнал на выходе имеет полярность, противоположную той, которую имеют входные сигналы (см. табл. XXII. 5).

Таблица XXII. 5

Полярность входных и выходных сигналов в прямых и инверсных схемах

Схемы	Собирательные схемы	Схемы совпадения
Прямая	$A = p_1 + p_2 + \ldots + p_n$ $\bar{A} = \bar{p}_1 + \bar{p}_2 + \ldots + \bar{p}_n$	$A = p_1 \cdot p_2 \cdot p_3 \ldots p_n$ $\bar{A} = \bar{p}_1 \cdot \bar{p}_2 \cdot \bar{p}_3 \ldots \bar{p}_n$
Инверсная	$\bar{A} = p_1 + p_2 + \ldots + p_n$ $A = \bar{p}_1 + \bar{p}_2 + \ldots + \bar{p}_n$	$\bar{A} = p_1 \cdot p_2 \cdot p_3 \ldots p_n$ $A = \bar{p}_1 \cdot \bar{p}_2 \cdot \bar{p}_3 \ldots \bar{p}_n$

Прямые схемы совпадения и собирательные схемы на лампах. Предположим, что в нормальном состоянии лампы $Л_1$, $Л_2$, $Л_3$ (фиг. XXII. 5) надежно закрыты отрицательным напряжением $-E_c$ ($|E_c| > U_з$), поданным на сетки ламп (за нормальное

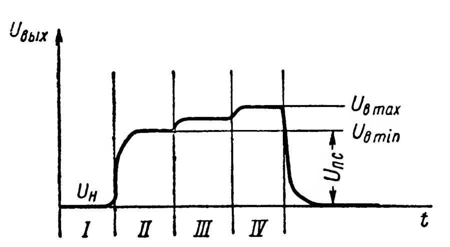


Фиг. XXII. 5. Собирательная схема на лампах.

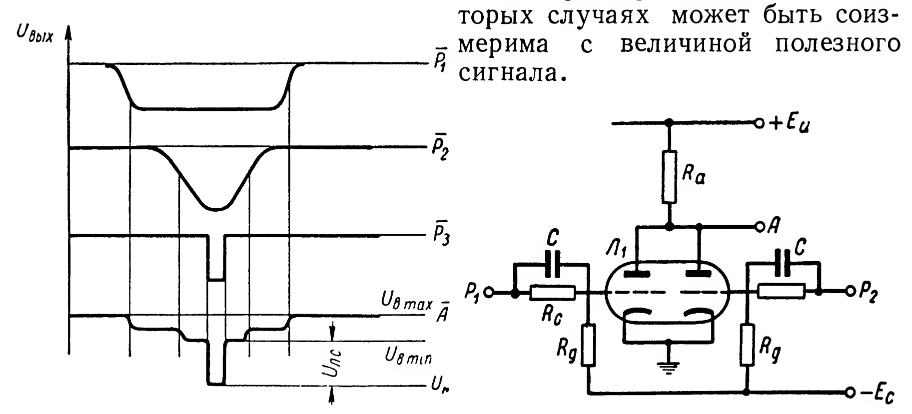
принимается состояние схемы при отсутствии сигналов на ее входах); при этом на выходе A схемы потенциал равен 0. Если на вход схемы подать хотя бы один положительный сигнал, например p_1, то $Л_1$ откроется и на выходе потенциал возрастет за счет тока, протекающего через открытую лампу $Л_1$ и сопротивление R. Данная схема является прямой собирательной схемой для положительных сигналов.

Следует отметить, что при подаче различных комбинаций сигналов на входы схемы потенциал на выходе будет несколько изменяться; вследствие этого будут появляться ложные сигналы, которые могут привести к срабатыванию последующие схемы, особенно в тех случаях, когда с последующими каскадами используется трансформаторная или емкостная связь. Потенциальная диаграмма выходного сигнала (фиг. XXII. 6) в точке A (фиг. XXII. 5) показывает, что в интервале I на вход схемы сигналы не подаются, в интервале II — подается один сигнал p_1, в интервале III — подаются два сигнала p_1 и p_2 и, наконец, в интервале IV подаются все три сигнала. В последнем случае потенциал на выходе самый высокий. Расчет

последующих цепей следует производить по $U_н$ — нижнему уровню и $U_{в\,\min}$ — минимальному верхнему уровню. «Ступеньки», получающиеся в III и IV интервалах, создают ложные сигналы. Поэтому в последующих цепях должны быть предусмотрены меры, устраняющие влияние ложных сигналов. С этой целью используется фиксирующий диод D_1 для стабилизации $U_{в\,\min}$ верхнего уровня. Напряжение E_1 выбирается несколько меньше $U_{в\,\min}$. Если же нормально лампы открыты, а на вход подаются импульсы отрицательной полярности, то данная схема будет выполнять логику прямой схемы совпадения для отрицательных сигналов. На выходе схемы в точке *А* будет выдаваться отрицательный сигнал только в том случае, когда на входы p_1, p_2, p_3 будут поданы отрицательные сигналы (фиг. XXII. 7). Диаграмма на фиг. XXII. 7 показывает, что и в этом случае имеется ложный сигнал, наибольшее значение которого равно $U_{в\,\max} — U_{в\min}$. Величина ложного сигнала зависит от параметров схемы и в некоторых случаях может быть соизмерима с величиной полезного сигнала.



Фид. XXII. 6. Потенциальная диаграмма положительного выходного сигнала.



Фиг. XXII. 7. Потенциальная диаграмма отрицательного выходного сигнала.

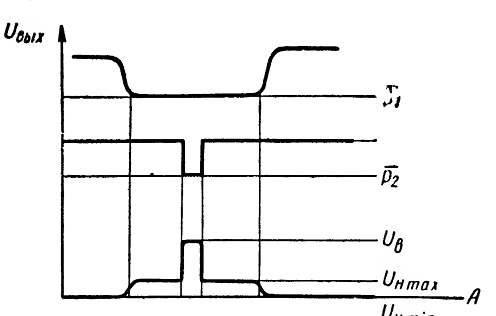
Фиг. XXII. 8. Инверсная схема совпадения с нагрузкой в анодной цепи.

Приведенная схема имеет преимущества, присущие схеме с катодной нагрузкой: большое входное сопротивление, малая входная емкость, малое выходное сопротивление.

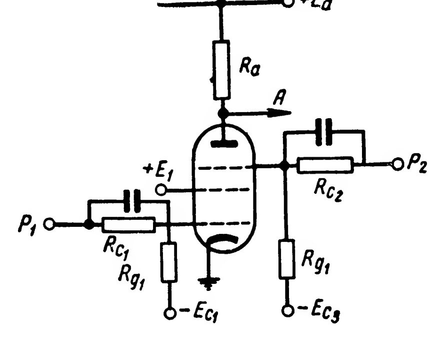
Инверсные схемы совпадения и собирательные схемы. Инверсные схемы могут быть получены, если в ранее описанных схемах нагрузку помещать не в катод, а в анодную цепь лампы.

В нормальном состоянии инверсной схемы совпадения для отрицательных сигналов на фиг. XXII. 8 обе половины лампы $Л_1$ проводят ток и на выходе в точке *А* устанавливается $U_{н\,\min}$. При подаче на

один из входов схемы отрицательного сигнала соответствующая половина лампы запирается. Потенциальная диаграмма (фиг. XXII. 9) показывает, что в этом случае из двух $U_н$ для расчета необходимо выбрать $U_{н\ max}$ и принимать за полезный сигнал перепад напряжения $U_в - U_{н\ max}$. Для того чтобы использовать указанную схему в качестве инверсной собирательной схемы для положительных сигналов, необходимо, чтобы в нормальном состоянии лампа была заперта. В этом случае при подаче хотя бы одного положительного сигнала на вход схемы лампа открывается и на выходе схемы выдается отрицательный сигнал.



Фиг. XXII. 9. Потенциальная диаграмма выходного сигнала инверсной схемы.



Фиг. XXII. 10. Стандартный блок вентиля машины БЭСМ.

В вычислительных машинах широко используется инверсная схема совпадения на пентоде (фиг. XXII. 10). В нормальном состоянии лампа этой схемы закрыта по управляющей и антидинатронной сетке. Только при совпадении двух положительных сигналов на входах схемы на выходе будет выдаваться отрицательный сигнал.

Эта же схема может быть использована в качестве инверсной собирательной схемы для отрицательных сигналов; при этом в нормальном состоянии лампа полностью открыта. При подаче хотя бы одного отрицательного сигнала на вход схемы лампа запирается и на выходе выдается положительный сигнал.

Преимущество данной схемы заключается в отсутствии ложного сигнала («ступеньки») при изменении комбинации входных сигналов.

В ламповых схемах часто используется трансформаторная связь с последующими каскадами. Импульсные трансформаторы позволяют легко получать требуемую полярность импульса в выходной обмотке трансформатора, нагружать схему на сравнительно большую емкость и согласовать сопротивление анодной цепи с сопротивлением нагрузки.

В последнее время в качестве сердечников импульсных трансформаторов стали широко использоваться оксиферы, которые обладают рядом очень ценных свойств; в частности, добротность катушки индуктивности с оксиферовым сердечником на частоте 100 *кгц* может быть порядка 500—625. Длительность передаваемого импульса может быть уменьшена до 0,1 *мксек*.

В машине БЭСМ применяется стандартный блок вентиля *В*, представляющий собой схему на пентоде (фиг. XXII. 11), которая может быть использована в качестве схемы совпадения, формирователя и усилителя мощности. При использовании схемы в качестве формирователя она может нагружаться на кабельную линию до 20 *м*. Используется лампа 6Ж4, хорошо управляемая по антидинатронной сетке; при этом следует иметь в виду, что при изменении величины анодного питания изменяется потенциал запирания как по управляющей, так и по антидинатронной сетке.

Входные сигналы могут подаваться как через конденсатор, так и при помощи гальванической связи. Амплитуда входного импульса *р*

Фиг. XXII. 11. Схема совпадения с трансформаторным выходом.

Фиг. XXII. 12. Подача сигнала в катодную цепь лампы.

в данной схеме 15—30 *в*. Входной сигнал p_2 подается на антидинатронную сетку в виде перепада не менее 50 *в*: $U_{в\ min} = +100$ *в*, $U_{н\ max} = +50$ *в* или в виде импульса амплитудой 60—90 *в*; в последнем случае потенциал антидинатронной сетки выбирается равным 40 *в*.

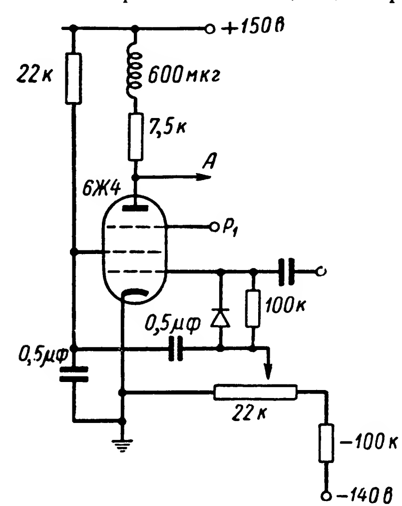
Выходной сигнал выдается со вторичной обмотки импульсного трансформатора $ИТ_1$. Форма импульса при этом близка к треугольной $t_и = 0{,}25 \div 0{,}35$ *мксек* при длительности входных сигналов 0,1—0,7 *мсек*. При активной нагрузке 0,5—1 *ком* и емкостной 500 *пкф* амплитуда выходного импульса 20 *в*, длительность 0,3 *мксек*, задержка импульса 0,1 *мксек*, передний фронт 0,2 *мксек*, выброс заднего фронта не более 4 *в*.

Эта же схема с небольшими изменениями может быть использована в качестве схемы совпадения для трех сигналов. В этом случае, кроме двух указанных входов, используется еще сигнал, подаваемый в катодную цепь лампы (фиг. XXII. 12). В этой схеме лампа 6Ж4 управляется по катоду входным током от лампы 6П3, повышающим его потенциал на 15 *в*. Такая схема обеспечивает время включения 0,1 *мксек*.

В машине «Урал» схема формирователя на лампе 6Ж4 (фиг. XXII. 13) используется для формирования как положительного, так и отрицательного импульса. В первом случае на входе ставится

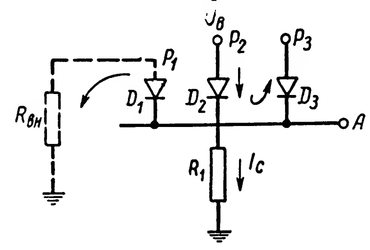
ограничительный диод по верхнему уровню, во втором — по нижнему уровню. Связь может быть как гальваническая, так и емкостная. Амплитуда выходного сигнала 60—80 *в*, передний фронт 0,1—0,3 *мксек*.

Схемы совпадения и собирательные схемы на кристаллических диодах. Использование кристаллических диодов позволило значительно уменьшить габариты схем, их стоимость, увеличить долговечность. Применяются диоды германиевые (точечные и плоскостные), купроксные, селеновые и в последнее время кремниевые.



Фиг. XXII. 13. Схема формирователя в машине «Урал».

Купроксные и селеновые диоды имеют сравнительно большую емкость, а потому, на высоких частотах их использовать нельзя. Наиболее широко используются точечно-контактные кристаллические



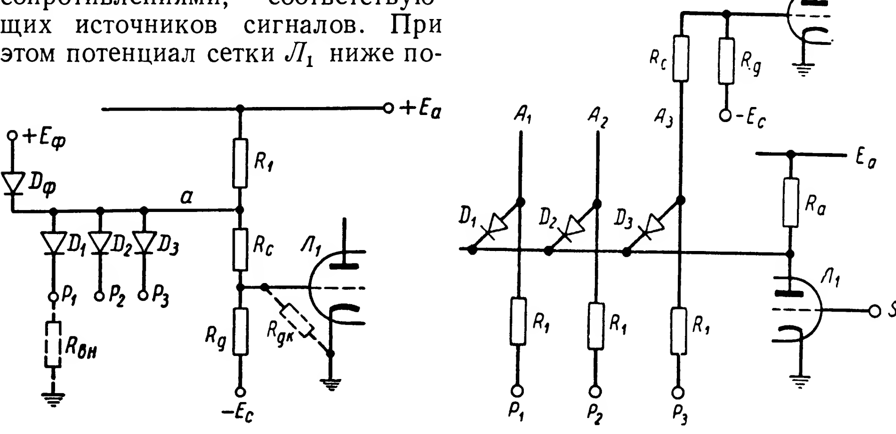
Фиг. XXII. 14. Собирательная схема на кристаллических диодах.

диоды, которые значительно меньше ламповых по габаритам. Недостатком их является сравнительно малое обратное сопротивление, которое при большом числе параллельно включенных диодов значительно подгружает схему. На фиг. XXII. 14 приведена собирательная схема для положительных сигналов (нормальное состояние — на входы схемы подается низкий уровень). Если в нормальном состоянии на входы схемы подаётся низкий уровень $U_н$, то потенциал точки A близок к $U_н$.

При подаче хотя бы одного сигнала $U_в$ на вход схемы, например p_2, ток I_c через диод $Д_2$ увеличивается и на выходе A установится потенциал, близкий к $U_в$. Как указывалось раньше, часть тока будет проходить через диоды D_1 и D_3 в обратном направлении и через $R_{вн}$ — внутреннее сопротивление генератора, шунтируя R_1. С увеличением числа входов схемы перепад между $U_{в\,\min}$ и $U_{н\,\max}$ уменьшается, т. е. уменьшается амплитуда полезного сигнала. В схемах с кристаллическими диодами при изменении комбинаций входных сигналов также возникают ложные сигналы. Этот недостаток может быть устранен использованием фиксирующего диода, на катод которого подается напряжение $E_ф$ немного меньшее, чем $U_{в\min}$.

Если в нормальном состоянии на все входы подается высокий уровень и при этом на выходе схемы в точке A также устанавливается высокий уровень, то данная схема будет выполнять логику прямой схемы совпадения для отрицательных сигналов. В самом деле, на выходе A низкий уровень будет только тогда, когда на все входы подается $U_н$ низкий уровень.

Рассмотрим прямую схему совпадения для положительных сигналов (фиг. XXII. 15). В нормальном состоянии на входы p_1, p_2, p_3 подается низкий уровень. Высокоомная цепь R_c, R_g шунтируется диодами D_1, D_2, D_3 и внутренними сопротивлениями, соответствующих источников сигналов. При этом потенциал сетки $Л_1$ ниже по-



Фиг. XXII. 15. Прямая схема совпадения для положительных сигналов.

Фиг. XXII. 16. Схема цепочки клапанов.

тенциала запирания лампы (т. е. лампа $Л_1$ закрыта). При подаче на входы p_1, p_2, p_3 положительных сигналов диоды D_1, D_2, D_3 запираются, потенциал точки a повышается и на сетку лампы $Л_1$ подается положительный сигнал, полностью открывая ее; потенциал сетки в этом случае устанавливается немного выше 0. На выходе схемы $U_в$ может появиться только при одновременной подаче сигналов на все три входа p_1, p_2, p_3.

В схеме необходимо предусмотреть фиксацию нижнего уровня для устранения ложного сигнала. Фиксирующий диод $D_ф$ подключается к выходной шине, а к его аноду подводится $+E_ф$, немного большее $U_{н\,max}$. Эта же схема может быть использована в качестве прямой собирательной схемы для отрицательных сигналов. При этом в нормальном состоянии на входы p_1, p_2, p_3 должны быть поданы $U_в$ — высокие уровни. При подаче хотя бы одного $U_н$ — нижнего уровня на вход схемы соответствующий диод открывается, шунтируя R_c, R_g, $R_{gк}$ и на выходе схемы в точке a установится $U_н$, причем $Л_1$ закроется.

На фиг. XXII. 16 приведена схема цепочки клапанов, которая широко используется в логических цепях. В этой схеме совпадение положительных сигналов обеспечивается установкой одного диода.

Например, если положительный сигнал подается на вход p_3, то при отсутствии разрешающего сигнала диод D_3 открыт и потенциал на выходной шине A_3 определяется делителем $R_1 R_c R_i$ лампы $Л_1$, ввиду того что $R_1 > R_c \parallel R_i$ потенциал на выходной шине сравнительно низкий. При подаче на вход S отрицательного сигнала лампа $Л_1$ запирается, потенциал на аноде ее повышается, запирая диод D_3, обеспечивая тем самым передачу по шине A_1 высокого уровня, поданного на вход p_3. Лампа $Л_1$ должна быть достаточно мощной, чтобы обеспечить в открытом состоянии прохождение суммарного тока от всех диодов (наиболее тяжелый режим работы схемы). Сопротивление R_1 выбирается по максимальному току, допустимому для данного диода.

Схема совпадения на кристаллических диодах с трансформаторной связью (фиг. XXII. 17) работает со входными импульсами амплитудой 20 *в*; амплитуда выходного сигнала 15 *в*; рабочая частота до 1 *мггц*.

Фиг. XXII. 17. Схема совпадения с трансформаторной связью.

Фиг. XXII. 18. Схема, реализующая логику $A = (p_1 + p_2)(p_3 + p_4) r$.

В машине «Стрела» большое число схем построено с использованием купроксных и германиевых диодов. Для более быстродействующих схем использовались германиевые диоды. Схема (фиг. XXII. 18) реализует логику:

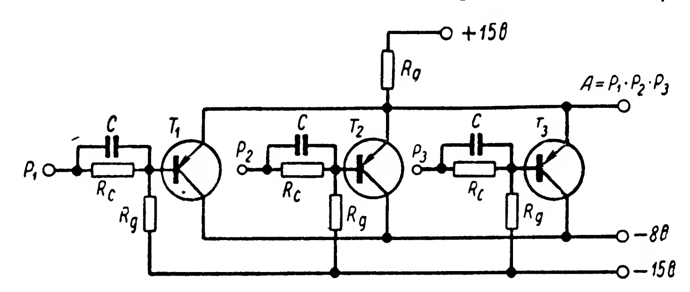
$$A = (p_1 + p_2)(p_3 + p_4) r.$$

Диоды $D_1 - D_2$, $D_3 - D_4$ попарно образуют собирательные схемы для положительных сигналов, а диоды D_5, D_6, D_7 представляют собой схему совпадения для положительных сигналов. Амплитуда входных сигналов 60—70 *в*. Амплитуда выходного сигнала 40 *в*, так как сигнал, подаваемый на сетку, ограничен по уровням +180 *в* и + 220 *в* с помощью диодов D_8 и D_9.

Собирательные схемы и схемы совпадения на кристаллических триодах. В последние годы в схемах вычислительных машин стали широко применяться кристаллические — полупроводниковые триоды. Несмотря на ряд недостатков полупроводниковых триодов, они позволили значительно уменьшить габарит схем, уменьшить потребляемые мощности, повысили срок службы схем и обеспечили им высокую механическую прочность. К настоящему времени за

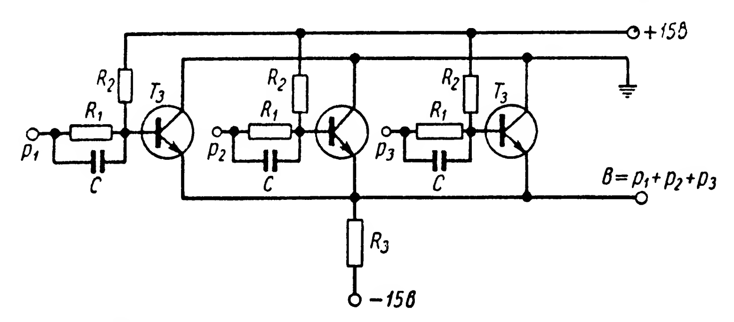
рубежом уже построены несколько вычислительных машин на полупроводниковых элементах (ИБМ-608, ТРАДИК и др.). Эти машины очень компактны и потребляют значительно меньшую мощность по сравнению с машинами на электронных лампах.

Рассмотрим принцип работы прямой схемы совпадения для положительных сигналов на германиевых триодах типа $p — n — p$



Фиг. XXII. 19. Схема совпадения на германиевых триодах типа $p—n—p$.

(фиг. XXII. 19). В нормальном состоянии триоды T_1, T_2, T_3 проводят и потенциал на выходе схемы близок к потенциалу базы. При подаче положительного сигнала на вход схемы, например p_1, триод T_1 запирается, так как потенциал базы будет больше, чем потенциал



Фиг. XXII. 20. Собирательная схема на кристаллических триодах типа $p—n—p$.

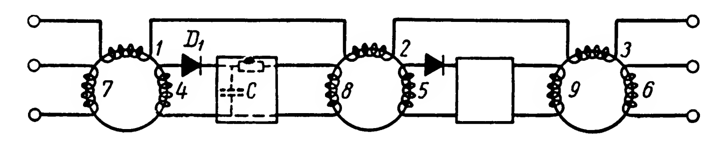
эмиттера, но при этом сигнал на выходе выдаваться не будет, так как триоды T_2 и T_3 открыты; в этом случае на выходе может образоваться только «ступенька» (ложный сигнал), величина которой зависит от соотношения R_g и внутреннего сопротивления триодов T_2, T_3, включенных параллельно в полностью открытом состоянии. Только при подаче трех положительных сигналов, совпадающих по времени, на выходе схемы будет выдан положительный сигнал, причем амплитуда его будет определяться амплитудой минимального сигнала, подаваемого на вход схемы.

Если в нормальном состоянии триоды заперты положительным напряжением по базе относительно эмиттера, то схема может быть

использована как прямая собирательная схема для отрицательных сигналов. Действительно, при подаче хотя бы одного отрицательного сигнала соответствующий триод откроется, причем потенциал на выходе схемы в точке A значительно снизится.

В собирательной схеме для положительных сигналов на кристаллических триодах типа n — p — n (фиг. XXII. 20) в нормальном состоянии триоды T_1, T_2, T_3 закрыты отрицательным напряжением, подаваемым на базу с делителя R_1, R_2. На выходе схемы в этом случае устанавливается потенциал — 15 *в*. При подаче на вход схемы хотя бы одного положительного сигнала соответствующий триод отпирается, на выходе схемы устанавливается потенциал, близкий к 0. Если же в нормальном состоянии триоды открыты, то схема будет работать как схема совпадения для отрицательных сигналов.

Собирательная схема и схема совпадения с использованием магнитных сердечников. Магнитные сердечники с прямоугольной петлей гистерезиса, применяемые в качестве элемента для запоминания данных в настоящее время используются и как логические элементы.



Фиг. XXII. 21. Однолинейный сдвигающий регистр.

Рассмотрим построение некоторых логических элементов на магнитных сердечниках, основанных на использовании однолинейного сдвигающего регистра (фиг. XXII. 21 и 22).

Обмотки *1*, *2* и *3*, соединенные последовательно, являются сдвигающими. В сдвигающие обмотки подается импульс тока, создающий напряженность магнитного поля $|-H| > |-H_m|$, которое переводит сердечник в состояние $-B_r$, принимаемое за 0. Для того чтобы записать 1 во входную обмотку, следует подать импульс тока, создающий магнитное поле с напряженностью $|H| > |+H_m|$, после снятия которого сердечник остается в состоянии, соответствующем 1 $(+B_r)$.

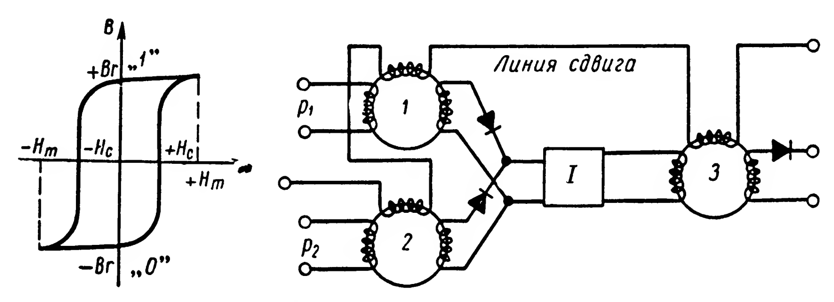
Если в сердечнике была записана 1, то при подаче сдвигающего импульса происходит изменение магнитного потока и в выходной обмотке сердечника (обмотки *4*, *5*, *6*) возбуждается э. д. с. сигнала. Подавая этот сигнал через линию связи на входную обмотку другого магнитного сердечнка, а выходную обмотку последнего — на вход последующего сердечника и т. д., получим сдвигающий регистр. Линия связи обеспечивает одностороннее движение информации.

На фиг. 21 приведена схема трех каскадов сдвигающего регистра. Передача данных с одного сердечника на другой (сдвиг) происходит следующим образом:

1. Если нужно записать единицу, на вход первого сердечника подается сигнал такой полярности, что он переводит состояние

сердечника в положение, соответствующее «1» ,если же нужно записать «0», то сигнал не подается.

2. Затем подается сдвигающий импульс во все последовательно соединенные сдвигающие обмотки. Если раньше в сердечнике была записана единица, то в выходной обмотке возникает импульс тока. Этот импульс тока должен воздействовать на следующий магнитный сердечник после того, как закончится сдвигающий импульс. Функцию временного накопления сигнала выполняет цепочка, состоящая из диода D_1, R и C. Емкость C в первый момент заряжается через диод D_1, а после окончания сдвигающего импульса разряжается через сопротивление R и входную обмотку последующего сердечника; при этом состояние сердечника изменяется от «0» к «1». Если



Фиг. XXII. 22. Петля гистерезиса сердечника регистра.

Фиг. XXII. 23. Собирательная схема на магнитных сердечниках с одним элементом связи.

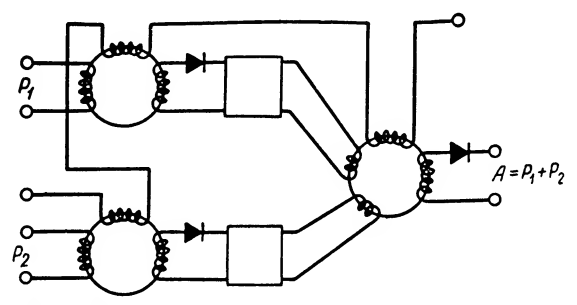
в сердечнике был записан ноль, то магнитный поток при подаче сдвигающего импульса не изменяется и в выходной обмотке сигнала не появится.

Выходная обмотка может быть нагружена и на несколько входных обмоток. В литературе указывалось, что от одной выходной обмотки удавалось возбудить пять сердечников.

Собирательная схема на магнитных сердечниках (фиг. XXII. 23) имеет два входа p_1 и p_2. Сдвигающая обмотка проходит последовательно через все сердечники. В этой схеме используется один элемент связи (I). Сигналы с выходных обмоток сердечников *1* и *2* передаются в одну входную обмотку сердечника *3*. Применяется и другая схема, с двумя элементами связи, выполняющая ту же логику (фиг. XXII. 24).

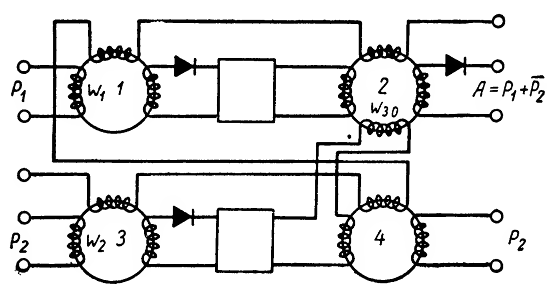
Обе схемы могут иметь большее число входов; максимальное число их зависит от конструкции. Чтобы построить схему совпадения на магнитных сердечниках, необходимо предварительно рассмотреть схему «запрещения». Схема «запрещения» (фиг. XXII. 25) выполняет логику $A = p_1\bar{p}_2$. Входные сигналы поступают в обмотки w_1, w_2. Запрещающая обмотка $w_{з.о}$ намотана так, то при наличии p_2 образуется магнитное поле, направленное в сторону, противоположную полю, ксторсе создает сигнал p_1. Для более надежной работы схемы число витков запрещающей обмотки делается немного больше числа витков входной обмотки сердечника *2*. Символическое изображение

такой схемы приведено на фиг. XXII. 26. На фиг. XXII. 27 приведена схема совпадения (схема «И»,) построенная на пяти магнитных сердечниках, а на фиг. XXII. 28 — ее символическое изобра-



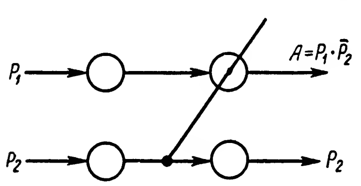
Фиг. XXII. 24. Собирательная схема на магнитных сердечниках с двумя элементами связи.

жение. Входными сигналами являются p_1 и p_2. На выходе сердечника 4 получаем сигнал $B = p_1 \cdot \overline{p}_2$, на выходе сердечника 5 $A = p_1 \cdot \overline{B} = p_1 \cdot p_2$.



Фиг. XXII. 25. Схема запрещения на четырех магнитных сердечниках.

Схемы на магнитных сердечниках могут быть построены с использованием так называемого генератора «единиц». Генератор «единиц» представляет собой сердечник, во входную обмотку которого подается небольшой постоянный ток с такой полярностью, чтобы можно было установить сердечник в состояние «1». Несмотря на то, что этот ток создает напряженность поля, противоположную напряженности, создаваемой сдвигающим импульсом тока, при подаче сдвигающего импульса, величина которого значительно больше тока входной обмотки, состояние сердечника изменяется с «1» на «0», и на выходе появляется импульс выдачи «1». Таким образом, в промежутках между сдвигающими импульсами каждый раз будет происходить установление сер-



Фиг. XXII. 26. Символическое изображение схемы запрещения на четырех сердечниках.

дечника в состояние «1», а при подаче сдвигающего импульса на выходе схемы будет выдаваться сигнал наличия «1». Используя генератор единиц, легко создать схему инвертора (фиг. XXII. 29). Так, если на вход p_1 будет подаваться серия импульсов 10011, то на выходе $\bar{p}$ будет выдана серия 011000. Схема совпадения с использованием генератора «единиц» приведена на фиг. XXII. 30.

Логические элементы могут быть построены также с использованием ферритовых сердечников, материал которых не имеет прямоугольной петли гистерезиса. Рассмотрим схему запрещения на магнитных сердечниках, имеющих непрямоугольную форму петли гистерезиса (фиг. XXII. 31).

Для работы такого сердечника используются однополярные импульсы. При отсутствии импульса состояние сердечника характеризуется точкой $+B_r$. При подаче входного сигнала p_1 (фиг. XXII. 32) и при отсутствии запрещающего сигнала S в выходной обмотке возбуждается э. д. с. и на выходе A выдается сигнал $A = p_1 \cdot \bar{S}$. Если приходит только сигнал S, то в выходной обмотке w_1 появится ток, направленный в сторону, противоположную току обмотки w_2; то же самое происходит и во входных обмотках w_3, w_4. Если в этом случае состояние сердечника характеризуется точкой $+B_m$, то при подаче сигнала p_1 изменения магнитного потока не происходит и сигнал на выходе A отсутствует. Если сигналы S и p_1 приходят одновременно, то на выходе выдается ложный сигнал, величина которого зависит от тока, протекающего в запрещающей обмотке (табл. XXII. 6).

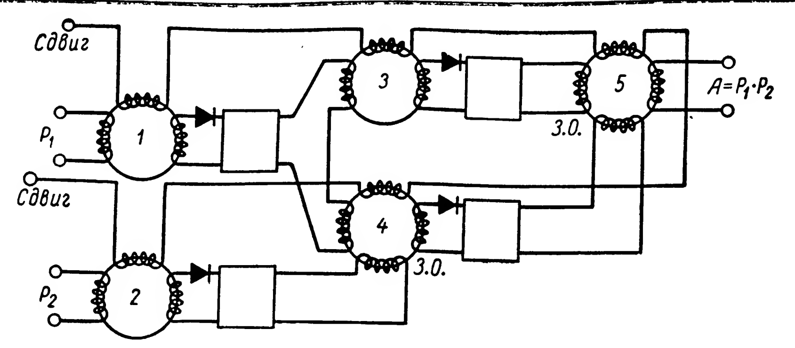
Таблица XXII. 6

Отношение полного сигнала к ложному в зависимости от тока запрещающего сигнала

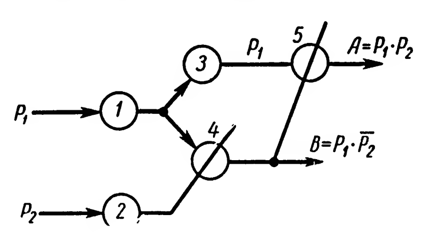
Ток сигнала	0	18	96	192	381
Отношение полного сигнала к ложному	1 : 1	2 : 1	7,5 : 1	15 : 1	25 : 1

Таблица показывает, что с увеличением сигнала S уменьшается величина ложного сигнала. Сердечники были изготовлены из Ferroxcub 101 $d=1$ *см* с поперечным сечением 0,056 *см*^{2}. На каждый тороид было намотано по два слоя, по тридцати одному витку каждый. Запрещающая обмотка имеет 52 витка, которые наматываются на два сердечника. Сигнал $p_1 = 65$ *ма*, $t_u = 3{,}5$ *мксек*, частота 25 *кгц*. Запрещающий импульс подается с частотой 3 *кгц*, скважностью 1. На выходе в этом случае выдается сигнал с амплитудой 18 *в* с отрицательным всплеском, $t_u = 4$ *мксек*.

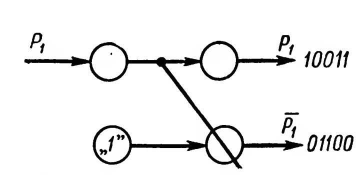
Следует отметить, что частота работы может быть увеличена по входу P_1 до 100 *кгц*.



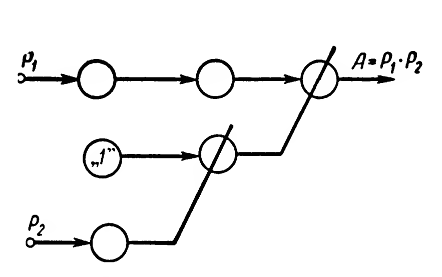
Фиг. XXII. 27. Схема запрещения на пяти магнитных сердечниках.



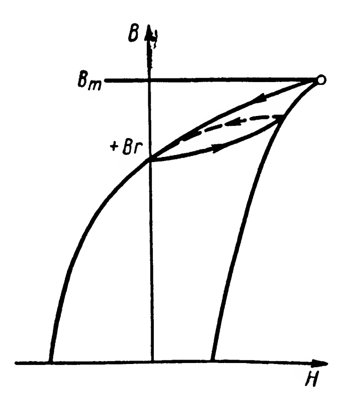
Фиг. XXII. 28. Символическое изображение схемы запрещения на пяти сердечниках.



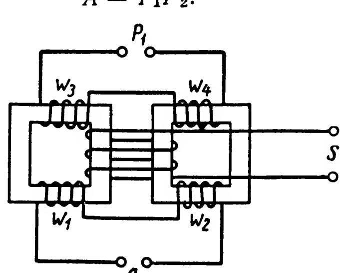
Фиг. XXII. 29. Символическое изображение инвертора.



Фиг. XXII. 30. Символическая схема совпадения, реализующая логику $A = P_1P_2$.

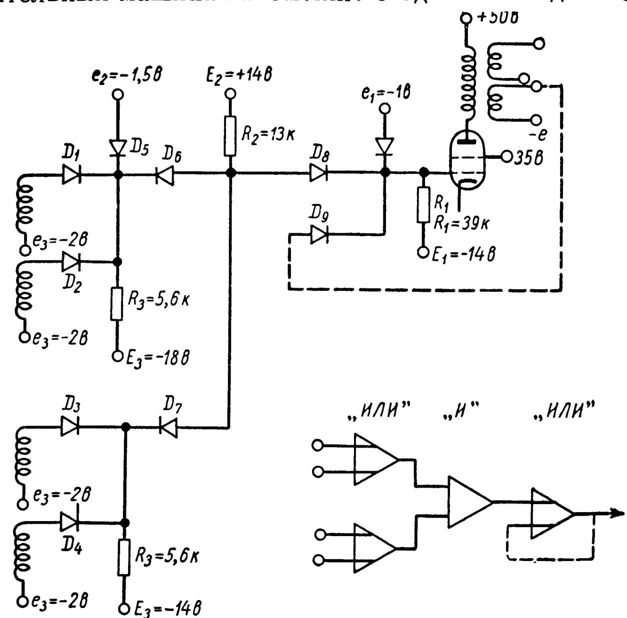


Фиг. XXII. 31. Непрямоугольная петля гистерезиса.



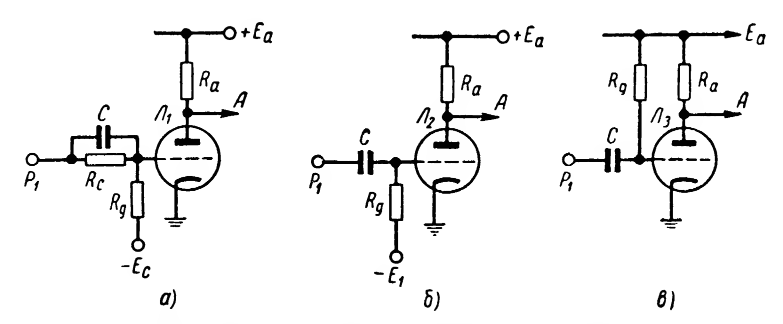
Фиг. XXII. 32. Схема запрещения на магнитных сердечниках с непрямоугольной петлей гистерезиса.

Выше было указано, что каждая логическая функция может быть представлена как сумма произведений (конъюктивное представление) или как произведение сумм (дизъюнктивное представление). Поэтому в вычислительных машинах возможно создать каскадные соединения



Фиг. XXII. 33. Стандартная пирамида логических цепей в машине «Seac».

схем совпадения и собирательных схем. Такие схемы называются логическими пирамидами. Например, в машине «Seac» используется стандартная пирамида, по которой построены логические цепи



Фиг. XXII. 34. Схемы инверторов на лампах.

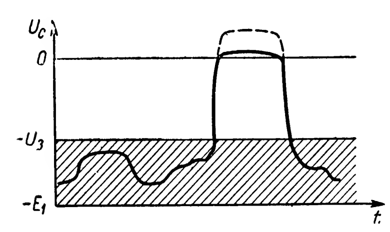
(фиг. XXII. 33). В этой пирамиде амплитуда входного сигнала равна 6 *в*. Выходной сигнал схемы имеет передний фронт (время нарастания) импульса 0,1 *мксек* и задний фронт (время спада) 0,1 *мксек*. В схеме применяется сверхминиатюрная лампа СК5702.

Для улучшения динамических характеристик и снижения мощности входных сигналов используется обратная связь с выхода схемы на второй каскад «или» (указана пунктиром), а в каскаде «И» может ставиться коррекция (в цепи E_2R_2 и в цепи D_8 — сетка лампы) в виде индуктивности.

3. ИНВЕРТОР

Инвертор представляет собой усилитель постоянного тока, который работает либо в режиме отсечки, либо в режиме насыщения. Инвертор, так же как и любая дискретная схема, может работать как от положительных, так и от отрицательных сигналов. Инвертор реализует логическое уравнение $A = \bar{p}$, и вид его зависит от нормального состояния лампы (фиг. XXII. 34).

В схеме на фиг. XXII. 34, *а* нормальное состояние лампы определяется напряжением, подаваемым на вход p_1; если



Фиг. XXII. 35. Потенциальная диаграмма сигналов в инверторе.

Фиг. XXII. 36. Схема инвертора-усилителя применяется в машине «Стрела»).

на вход подается $U_н$, то лампа закрыта, если же $U_в$, то лампа открыта. Инвертор этого типа используется в цепях с гальванической связью для потенциального управления.

В схеме на фиг. XXII. 34, *б* лампа закрыта отрицательным напряжением E_1, которое выбирается более низким, чем U_3, потенциал запирания лампы. Выбор E_1 дает возможность избавиться от ложных сигналов, поступающих на вход схемы. С этой целью $|E_1|$ увеличивают, чтобы ложные сигналы не могли привести к срабатыванию схемы (фиг. XXII. 35). На фиг. XXII. 34, *в* приведена схема инвертора, у которого в нормальном состоянии лампа $Л_3$ полностью открыта; при этом потенциал на сетке немного выше 0. Инвертор срабатывает от отрицательных сигналов. Помимо инвертора, в вычислительных устройствах часто применяется схема, называемая инвертор-усилитель (ИУ).

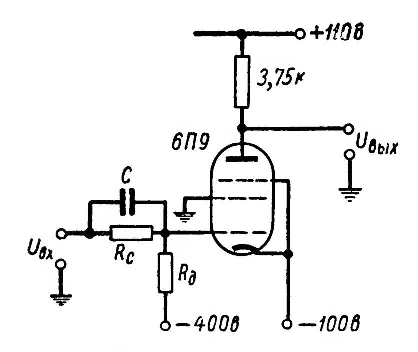
Инвертор-усилитель представляет собой схему дискретного действия с одним входом и двумя выходами. При подаче сигнала на вход сигнал высокого уровня появляется на одном выходе и низкого — на другом (фиг. XXII. 36).

В машине БЭСМ используется два различных типа инверторов; один из них является более мощным и собран на лампе 6П9

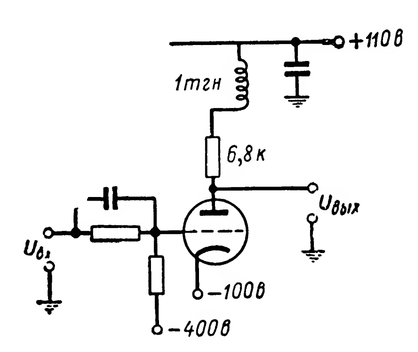
(фиг. XXII. 37), а другой, менее мощный, собран на лампе 6Н8С (фиг. XXII. 38).

Входной сигнал инвертора на лампе 6П9 имеет трапецеидальную форму; $U_{в\ min} = 100\ в$; $U_{н\ max} = 50\ в$; длительность входного сигнала не менее 2,5 *мксек*. При минимальном перепаде на сетке 15 *в* на входе схема дает стандартные выходные уровни.

Передний фронт выходного сигнала зависит как от переднего фронта входного сигнала, так и от емкостной нагрузки на выходе. Задний фронт определяется параметрами схемы и емкостью нагрузки. Задержка переднего фронта выходного сигнала относительно перед-



Фиг. XXII. 37. Схема инвертора на лампе 6П9.



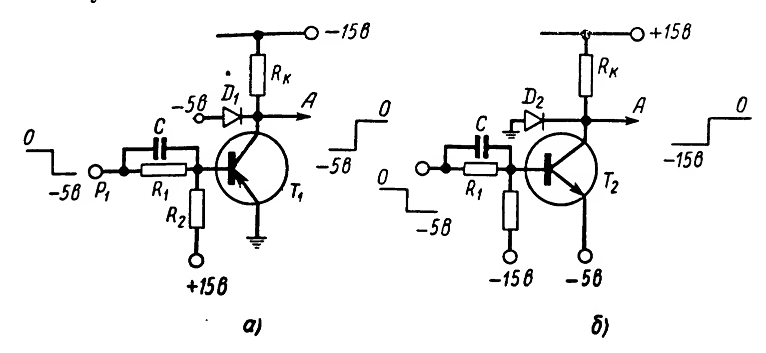
Фиг. XXII. 38. Схема инвертора на лампе 6Н8С.

него фронта входного сигнала 0,3 *мксек*. Задний фронт передается почти без задержки. В инверторе на лампе 6Н8С для увеличения крутизны фронтов в анодную цепь ставится индуктивность. Инвертор управляется напряжениями $U_{в\ min} = +100\ в$; $U_{н\ max} = +50\ в$.

Передний фронт выходного сигнала 0,8—1,6 *мксек*, задний фронт 1,5—1,6 *мксек*. Задержка переднего фронта инвертора около 0,3 *мксек*. Амплитуда выходного сигнала ~80 *в*. С увеличением частоты и емкостной нагрузки перепад на выходе уменьшается, так, на частоте 500 *кгц* перепад равен 60 *в* при емкостной нагрузке 100 *пф*.

Схема инвертора на полупроводниковом триоде типа p — n — p (4) приведена на фиг. XXII. 39, *а*. Если потенциал входа равен нулю, то триод T_1 полностью закрыт и на выходе схемы *А* устанавливается потенциал, определяемый делителем $R_д$, $R_к$. Так как $R_д \ll R_к$, то потенциал выхода близок к —5 *в*. При подаче на вход схемы сигнала —5 *в* триод полностью открывается и на выходе схемы потенциал будет около 0. Диод $Д_1$ используется для уменьшения времени нарастания фронта импульсов и ограничения амплитуды выходного сигнала. На фиг. XXII. 39, *б* приведена схема инвертора на кристаллическом триоде типа n — p — n. В нормальном состоянии база этого триода имеет небольшой положительный потенциал (0,1—0,5 *в*) по отношению к эмиттеру; при этом триод открыт и потенциал выхода его близок к 5 *в*. При подаче отрицательного сигнала на вход схемы (—5 *в*) база по отношению к эмиттеру будет иметь

отрицательный потенциал и триод T_2 закроется, а на выходе схемы потенциал увеличится до значения, близкого к 0. Диод $Д_2$ исполь-



Фиг. XXII. 39. Схема инвертора на полупроводниковом триоде.

зуется с той же целью, что и в схеме, показанной на фиг. XXII. 39. Схема инвертора также может быть выполнена с использованием магнитных сердечников.

4. ФОРМИРОВАТЕЛЬ ИМПУЛЬСОВ

Когда сигнал проходит по цепям вычислительных машин, форма его искажается: ухудшаются фронты и уменьшаются амплитуды. При конструировании машин очень удобно рассчитывать элементы по стандартному входному сигналу. Для восстановления стандартной формы сигналов используются формирователи.

Формирователь может быть выполнен по схеме совпадения на пентоде, на одну сетку которого подается стандартный сигнал, а на другую — формируемый. Формирователь может выполняться также на лампе с большой крутизной с управлением по одной сетке.

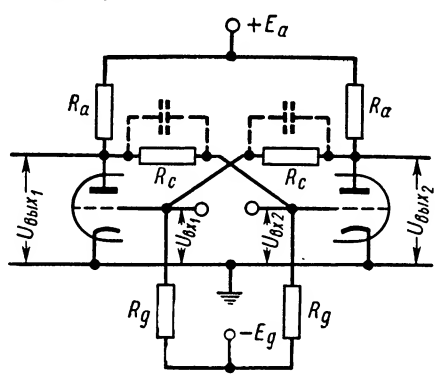
5. СТАТИЧЕСКИЙ ТРИГГЕР

Триггер представляет собой схему дискретного действия, которая может находиться в двух устойчивых состояниях электрического равновесия.

Триггерные схемы относятся к спусковым схемам, которые скачком переходят из одного состояния равновесия в другое под воздействием внешнего спускового напряжения благодаря наличию в схеме отрицательного сопротивления, т. е. сопротивления, обладающего вольт-амперной характеристикой с «падающим» участком.

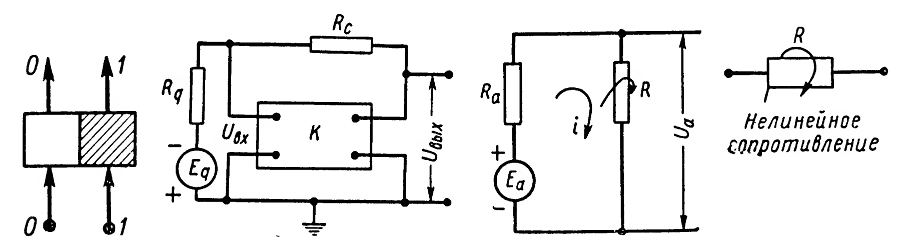
Такой характеристикой могут обладать электронные лампы в определенном режиме (динатронный и транзитронный эффекты), точечные кристаллические триоды и большинство газонаполненных ламп. Однако в настоящее время широко распространены триггерные схемы на электронных лампах, в которых отрицательное сопротивление создается цепями положительной обратной связи. В последние годы начинают широко применяться триггеры на точечных и плоскостных кристаллических триодах.

Триггерные схемы на электронных лампах. Триггер на двойном триоде (фиг. XXII. 40) представляет собой двухкаскадный усилитель постоянного тока с глубокой положительной обратной связью. Нормально одна из ламп этого триггера проводит ток, а другая полностью закрыта. Состояние, при котором обе лампы проводят ток, является неустойчивым. Возможны два устойчивых состояния системы: правая лампа открыта, левая закрыта и, наоборот, правая закрыта, левая открыта («1»). Условное обозначение триггера показано на фиг. XXII. 41, где триггер изображен в нулевом положении. Входом *0* обозначен вход, подача сигнала на который возвращает триггер в нулевое состояние, входом *1* — вход, подача сигнала на который устанавливает триггер в положение 1. Соответственно этому единичным обозначен выход, на котором в нулевом состоянии триггера имеется высокий уровень напряжения.



Фиг. XXII. 40. Схема симметричного триггера с посторонним смещением на двойном триоде.

При анализе триггерных схем триггеры рассматриваются или как нелинейные усилители с положительной обратной связью (фиг. XXII. 42), или как системы с отрицательным нелинейным сопротивлением (фиг. XXII. 43). Первый подход является более общим и широким, поскольку схема на фиг. XXII. 42 является более общей и имеет больше сходства с реальной схемой.



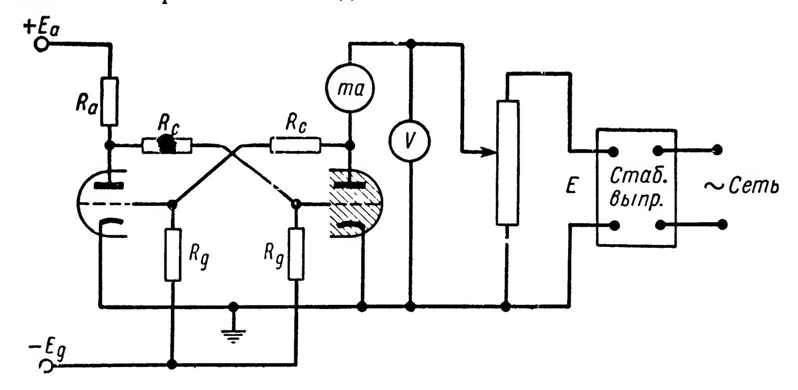
Фиг. XXII.41. Условное обозначение триггера.

Фиг. XXII. 42. Схема триггера как нелинейного усилителя с положительной обратной связью.

Фиг. XXII. 43. Схема триггера как системы с отрицательным нелинейным сопротивлением.

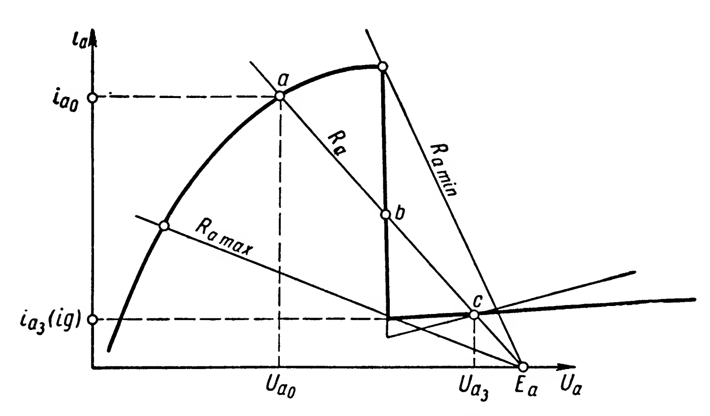
Для вычислительной техники триггерные схемы удобнее рассматривать как системы с отрицательным нелинейным сопротивлением. Это объясняется простотой получения характеристики отрицательного сопротивления и ценностью данных, которые могут быть получены с ее помощью.

Характеристика отрицательного сопротивления не отражает всей динамики работы схемы, но более полно выражает поведение схемы при изменении ее различных параметров и позволяет судить о правильности расчета последних.



Фиг. XXII. 44. Схема для снятия вольт-амперной характеристики отрицательного сопротивления.

Практическая схема для снятия вольт-амперной характеристики отрицательного сопротивления дана на фиг. XXII. 44. Этот метод замены одного из анодных сопротивлений лампы переменным источником напряжения является общим для всех триггерных схем.



Фиг. XXII. 45. Вольт-амперная характеристика триггера.

Вольт-амперная характеристика триггера при правильном расчете его параметров имеет вид, показанный на фиг. XXII. 45.

Такая характеристика может быть получена и графическим расчетом, однако последний менее точен и требует большей затраты времени, особенно если нужно получить семейство характеристик. На фиг. XXII. 45 проведена прямая нагрузочного сопротивления, которая пересекает вольт-амперную характеристику в точках a, b, c,

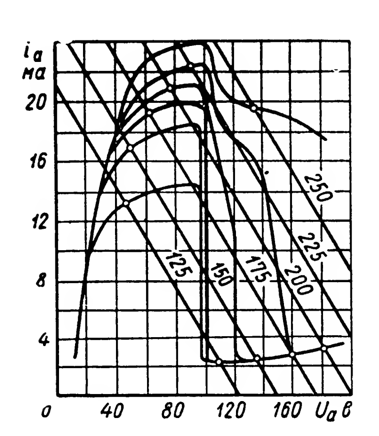
Точки a и c соответствуют двум возможным устойчивым состояниям системы, точка b — неустойчивому состоянию. Эти точки суть корни системы решенных графически уравнений

$$i = f(U_a);$$

$$i = \frac{E_a - U_a}{R_a}.$$

Точки a и c определяют токи в анодных цепях открытой и закрытой лампы, а также напряжения на их анодах.

Данная характеристика является характеристикой одновременно обоих ламп (для симметричного триггера); так как если рабочая точка левой лампы находится в точке a, то правой — в c, и наоборот. Прямые $R_{a\,max} R_{a\,min}$ указывают пределы изменения одного из анодных сопротивлений при неизменных остальных параметрах $R_{a\,min} < R_a < R_{a\,max}$.



Фиг. XXII. 46. Семейство вольт-амперных характеристик триггера.

Все диоды типа 1/26×6

Фиг. XXII. 47. Схема одного из триггеров машины БЭСМ.

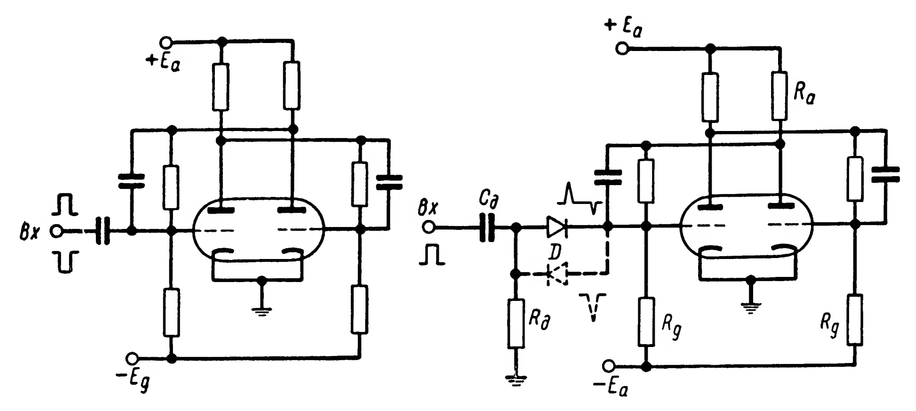
Семейства характеристик указанного типа при различных параметрах (E_a, $E_g R_a$ и др.) дают возможность оценить поведение схемы и запас надежности в рабочих точках по отношению к каждому из этих параметров. В качестве примера на фиг. XXII. 46 показано семейство характеристик триггера при различных Ea, использованного в одной из частей машины БЭСМ (8), схема которого приведена на фиг. XXII. 47. Рабочее напряжение этого триггера равно 150 *в*.

Триггеры запускаются изменением любого из параметров, что переводит рабочую точку в область неустойчивого равновесия, из которого она однозначно переходит во второе устойчивое состояние равновесия. Этими параметрами могут быть U_a, U_g, E_a, E_g, R_a, R_c, R_g, R_i.

В практике наибольшее распространение получили схемы запуска изменением напряжения на сетке и изменением напряжения на аноде. Ниже вкратце рассматриваются их особенности.

Запуск триггера изменением напряжения на сетке.

а) Запускающий импульс подается на сетку через конденсатор (фиг. 48). Величина конденсатора выбирается так, чтобы не было дифференцирования входного импульса, иначе переброс может произойти дважды. Схема (фиг. XXII. 48) более чувствительна



Фиг. XXII. 48. Схема запуска триггера подачей сигнала на сетку через конденсатор.

Фиг. XXII. 49. Схема запуска триггера подачей сигнала на сетку через диод.

к положительным импульсам, чем к отрицательным. Последнее объясняется тем, что промежуток сетка — катод открытой лампы представляет сопротивление порядка 1000 *ом*, поэтому требуется более мощный источник отрицательных импульсов, чем при подаче положительных импульсов на сетку закрытой лампы.

б) Запускающий сигнал дифференцируется и подается на сетку через диод (фиг. 49). В этой схеме положительный или отрицательный импульс проходит в зависимости от полярности диода. Как и в предыдущем случае, схема более чувствительна к импульсам положительной полярности. Схема удобна при большой длительности входного импульса. Схемы с подачей импульса запуска на сетку через конденсатор или диод очень чувствительны и не требуют большой амплитуды запускающего сигнала.

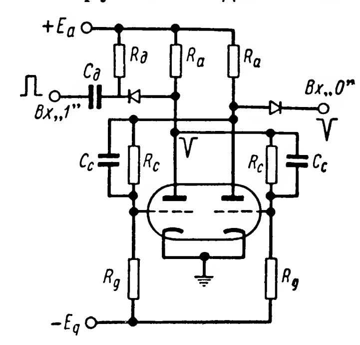
Запуск триггера изменением напряжения на аноде.

а) Запускающий импульс подается на анод закрытой лампы через диод без дифференцирования (фиг. XXII. 50) или с предварительным дифференцированием (фиг. XXII. 50), если входной импульс имеет большую длительность.

б) Запускающий импульс на анод закрытой лампы подается через формирующую лампу (фиг. XXII. 51). Формирующая лампа усиливает и формирует запускающий импульс и полностью развязывает

входную цепь триггера при отсутствии входного сигнала. Нормально формирующая лампа заперта. На сетку подается положительный импульс, в случае отрицательного импульса подача осуществляется через дифференцирующую цепочку. Данная схема требует отдельной лампы в цепи запуска, что является ее крупным недостатком.

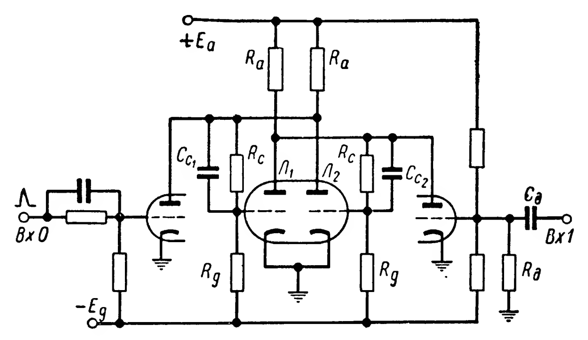
Схемы с запуском в анод мало чувствительны к помехам, но требуют значительно большей амплитуды запускающего напряжения, так как последнее передается на сетку открытой лампы через делитель $\frac{r_g}{R_c+r_g}$ (пренебрегая емкостным делителем).



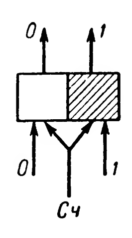
Фиг. XXII. 50. Схема запуска триггера подачей сигнала на анод через диод.

Для запуска триггерных схем по любому входу форма и длительность запускающего импульса не имеют существенного значения, если импульс больше минимально необходимого. Существенно лишь, чтобы амплитуда запускающего импульса была достаточна, чтобы закрыть лампу или открыть ее в зависимости от того, на сетку какой лампы подается импульс запуска.

Если триггер выполняет функции одноразрядного двоичного счетчика, то методы запуска несколько иные и к параметрам импульса запуска предъявляются более жесткие требования.



Фиг. XXII. 51. Схема запуска триггера подачей сигнала на анод закрытой лампы через формирующую лампу.



Фиг. XXII. 52. Условное обозначение триггера со счетным входом.

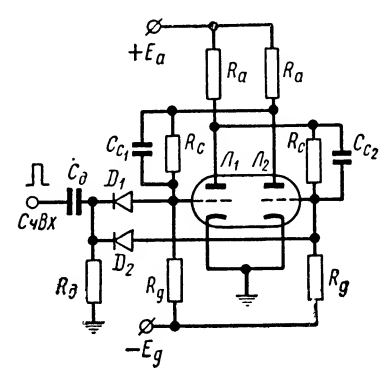
Одноразрядным двоичным счетчиком называют триггер со счетным входом, работающий таким образом, что схема переходит из одного устойчивого состояния в другое всякий раз, когда на счетный вход передается импульс запуска (фиг. XXII. 52). Вход носит название счетного, если импульс запуска подается одновременно на два входа, т. е. на обе лампы сразу.

Запуск по счетному входу, так же как и по отдельным входам, может быть осуществлен различными путями. В триггерных

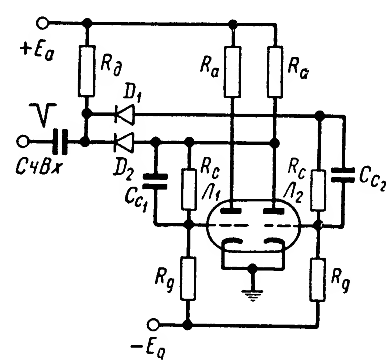
схемах, применяемых в вычислительных машинах, в большинстве случаев, импульс запуска через диоды подается на сетки или аноды обеих ламп триггера. Такие схемы запуска дают наилучшие результаты.

В триггерах с автоматическим смещением иногда применяют катодный запуск, когда запускающий импульс подается на общее катодное сопротивление ламп триггера.

Схема с запуском на сетки ламп триггера через диоды (фиг. XXII. 53) более чувствительна к отрицательным импульсам. Объясняется это тем, что изменение напряжения на сетке открытой лампы определяется амплитудой импульса запуска и совпадает с ним по знаку.



Фиг. XXII. 53. Схема запуска триггера по сетке через диоды.



Фиг. XXII. 54. Схема подачи запускающего импульса на аноды триггера через диоды.

Изменение потенциала на сетке закрытой лампы определяется амплитудой импульса запуска и импульса, действующего через цепь обратной связи с анода открытой лампы, поэтому на сетке закрытой лампы напряжение будет равно разности

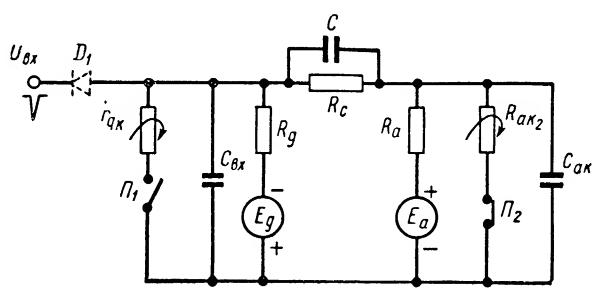
$$U_{gз} = U_{вх} - U_{вх} \frac{kR_g}{R_g + R_c},$$

где k — коэффициент усиления каскада на лампе $Л_1$.

Нетрудно видеть, что при подаче положительных импульсов $U_{вх}$ напряжение на сетке закрытой лампы понижается ($k > 1$), тогда как напряжение на сетке открытой лампы повышается и переброса схемы не происходит. Нужны положительные импульсы большой амплитуды и оптимальной длительности, чтобы можно было осуществить переброс схемы. При подаче отрицательных импульсов запуска напряжение на сетке открытой лампы понижается, а на сетке закрытой лампы повышается и происходит надежный переброс схемы. Для переброса достаточны импульсы небольшой амплитуды (5—30 *в*). Запускающие импульсы обычно подаются через дифференцирующую цепочку или непосредственно на катоды диодов, если импульсы имеют малую длительность и крутые фронты.

В схеме запуска через диоды с подачей запускающего импульса на аноды ламп триггера (фиг. XXII. 54) отрицательный импульс

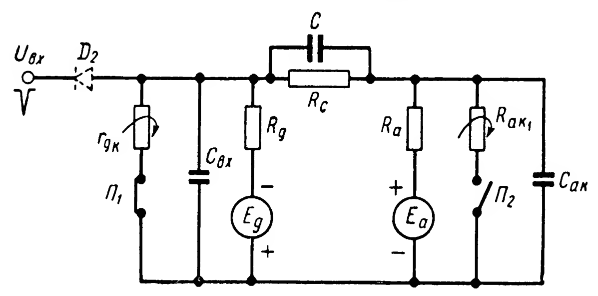
поступает на анод закрытой лампы через диод и через делитель на сетку открытой лампы, скажем, $Л_2$. При достаточной амплитуде запускающего импульса произойдет переброс схемы, лампа $Л_2$ закроется, лампа $Л_1$ откроется. Следующий импульс запуска пройдет не на сетку $Л_2$, а на сетку $Л_1$ и вызовет новый переброс схемы. Таким



Фиг. XXII. 55. Эквивалентная схема для открытой лампы триггера.

образом, благодаря входным диодам запускающий импульс поступает только на сетку открытой лампы. Если входные сигналы окажутся большой длительности, то они предварительно дифференцируются.

Переходные процессы в триггерных схемах сложны и зависят не только от параметров схемы, но и от параметров входного сигнала.



Фиг. XXII. 56. Эквивалентная схема для закрытой лампы триггера.

Последнее особенно важно, если запуск производится по счетному входу. Импульсы слишком короткие или слишком длинные по времени будут давать ненадежное срабатывание. Рассмотрим эквивалентные схемы для открытой лампы (фиг. XXII. 55) и закрытой лампы (фиг. XXII. 56) триггера, где $R_{ак}$ — внутреннее сопротивление лампы по постоянному току $r_{gк}$ — сопротивление участка сетка — катод открытой лампы, $C_{ак}$ — емкость, шунтирующая лампу; она складывается из выходной емкости лампы и емкости монтажа $C_{ак} = C_{вых} + C_{монт}$.

Анализ подобной схемы сложен. Для упрощения расчета целесообразно разделить процессы в анодных и сеточных цепях. С неболь-

шой ошибкой по анодным цепям триггер может быть представлен эквивалентной схемой (фиг. 57), где $C_{аэ}$ — общая эквивалентная емкость анодной цепи

$$C_{аэ} = C_{вых} + C_{монт} + \frac{CC_{вх}}{C + C_{вх}} \approx C_{вых} + C_{монт} + C_{вх}.$$

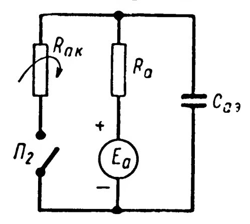
Заряд этой емкости происходит с постоянной времени

$$\tau_{зар} = R_a C_{аэ},$$

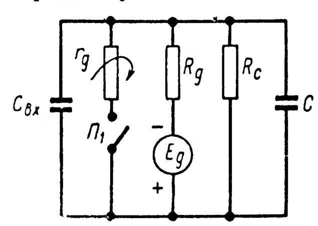
а разряд

$$\tau_{разр} = \frac{RR_{ак}}{R_a + R_{ак}} \cdot C_{аэ}.$$

Отсюда видно, что $\tau_{разр} < \tau_{зар}$, следовательно, нарастание потенциала на аноде триггера будет происходить медленнее, чем спадание, т. е. передний фронт будет растянут.



Фиг. XXII. 57. Эквивалентная схема триггера по анодным цепям.



Фиг. XXII. 58. Эквивалентная схема триггера по сеточным цепям.

По сеточным цепям триггер может быть представлен эквивалентной схемой (фиг. XXII. 58). Как видно из схемы, постоянная времени цепи сетки открытой лампы равна

$$\tau_1 = \frac{R_c r_g}{R_c + r_g}(C + C_{вх}).$$

Для закрытой лампы постоянная времени запишется так:

$$\tau_2 = \frac{R_c R_g}{R_c + R_g}(C + C_{вх}),$$

где $\tau_2 \gg \tau_1$.

Отсюда следует, что переходные процессы на сетке закрытой лампы происходят медленнее и в значительной мере определяют быстродействие триггера. Рассмотрим поведение схемы по этапам при подаче отрицательного импульса на счетный вход через диоды $Д_1$, $Д_2$ (см. фиг. XXII. 55 и XXII. 56).

1. Лампа $Л_2$ начинает запираться. Напряжение на аноде $Л_2$ начинает нарастать с постоянной времени $\tau_{зар} = R_a C_{аэ}$.

2. Нарастание потенциала на аноде $Л_2$ через цепь связи $R_c C — R_g C_{вх}$ передается на сетку закрытой лампы и начинает открывать ее.

При этом может быть три случая:

$$а)\ R_cC_c \ll R_gC_{вх},$$

тогда

$$U_g(t) \approx U_a(t)\frac{R_g}{R_g+R_c}\left(1-e^{-\frac{t}{\tau}}\right),$$

где

$$\tau = C_{вх}\frac{R_gR_c}{R_c+R_g}.$$

$$б)\ R_cC_c = R_gC_{вх},$$

тогда

$$U_g(t) = U_a(t)\frac{R_g}{R_g+R_c}.$$

$$в)\ R_cC_c \gg R_gC_{вх},$$

тогда

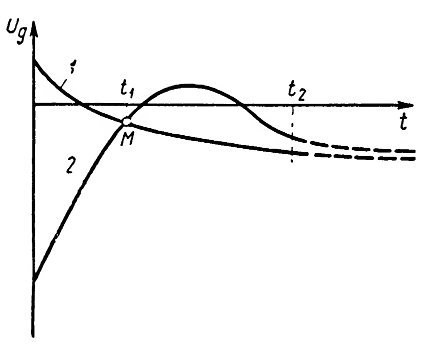
$$U_g(t) \approx U_a(t)\frac{r_g+R_ce^{-\frac{t}{\tau}}}{R_g},$$

где

$$\tau = C_c\frac{R_cR_g}{R_c+R_g}.$$

Форсирующие емкости C_c в схеме счетчика совершенно необходимы. Без них счетчик надежно работать не может (при запуске по одному входу емкости C включают для ускорения переброса, хотя схема будет работать и без них).

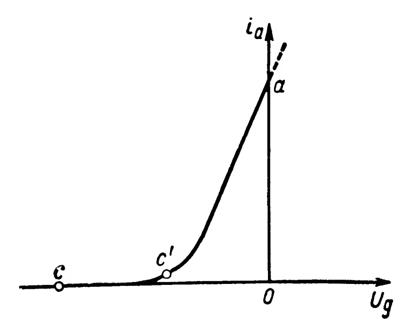
3. Открывание $Л_1$ приводит к уменьшению потенциала на ее аноде, что, в свою очередь, ускоряет процесс запирания $Л_2$. Благодаря сильной положительной обратной связи процесс нарастает лавинообразно и заканчивается закрытием $Л_2$ и открытием $Л_1$. Одновременно с этим происходит перезаряд емкостей C_{c_1} и C_{c_2}. Примерный характер изменения на сетках ламп триггера при подаче на счетный вход импульса большой длительности приведен на фиг. XXII. 59. При разных видах запуска эти кривые будут различны, но характер их будет всегда одинаковым. Как следует из кривых на фиг. XXII. 59, если длительность запускающего импульса меньше t_1 ($t_u < t_1$), то к концу действия запускающего импульса $Л_2$ будет открыта больше, чем $Л_1$, и переброса схемы не произойдет. Если $t_1 < t_4 < t_2$, произойдет уверенный переброс схемы. При длительности импульса запуска, превышающей t_2 ($t_u > t_2$), к концу действия импульса перезаряд емкостей уже закончится, обе лампы будут заперты, напряжения на их управляющих сетках будут оди-



Фиг. XXII. 59. Напряжения на сетках ламп триггера.

наковыми, и после окончания импульса запуска триггер с равной вероятностью может прийти к любому состоянию равновесия. Следовательно, работа триггера будет ненадежной. Таким образом, оптимальная длительность импульса запуска должна быть больше t_1 и меньше t_2. Времена t_1 и t_2 определяются параметрами схемы и могут быть найдены экспериментально. В большинстве случаев минимальная длительность импульса запуска должна быть близка ко времени опрокидывания триггера.

Для повышения быстродействия схемы необходимо максимально уменьшать время t_1. Оно зависит главным образом от скорости нарастания потенциала на аноде открытой лампы и в меньшей степени от постоянной времени сеточной цепи закрытой лампы.



Фиг. XXII. 60. Анодно-сеточная характеристика лампы.

Как видно из эквивалентной схемы (фиг. XXII. 57), для ускорения переходных процессов в анодной цепи необходимо уменьшать R_a, применять мощные лампы с большим током, большой крутизной, резкой отсечкой, малым напряжением запирания и малыми межэлектродными емкостями.

Делители $R_c + P_g$ должны быть минимальными. Это ускоряет переходные процессы в сеточных цепях и уменьшает емкость в анодной цепи, что также содействует повышению быстродействия триггера. Емкость монтажа должна быть по возможности минимальна.

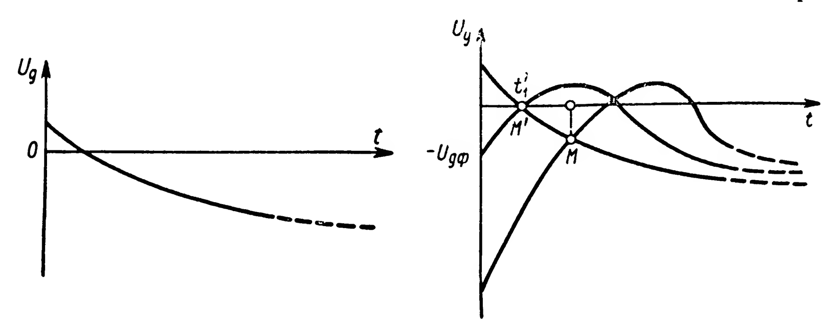
Дополнительное повышение быстродействия может быть получено применением коррекции в анодных цепях и в особенности применением диодных ограничителей напряжения на сетках ламп триггера снизу и на анодах снизу и сверху. Ограничение напряжения на управляющей сетке закрытой лампы применяется в триггерах БЭСМ на пентодах 6Ж4, они работают на частоте 2 *мгц* и могут работать на частоте не менее 5 *мгц* при уменьшении анодной нагрузки. Ограничивающие диоды в цепи сетки не дают потенциалу сетки закрытой лампы опуститься ниже потенциала катода диода-ограничителя, который выбирается таким образом, чтобы рабочая точка закрытой лампы находилась в самом начале анодно-сеточной характеристики лампы (фиг. XXII. 60).

На фиг. XXII. 61 хорошо видно влияние сеточного ограничения на величину времени t_1.

Схема триггера с ограничением по анодам и по сеткам дана на фиг. XXII. 62. Запуск производится по аноду с использованием для этой цели ограничивающих диодов. Благодаря диодам изменение напряжения на анодах ламп равно всего лишь 20 *в* (от +60 до +80 *в*), а на управляющих сетках — 3 *в* (от — 3 *в* до 0). Однако начальные скорости изменения их велики, поэтому время переброса схемы мало. В данной схеме это время около 0,1 *мксек*. Влияние ограничивающих

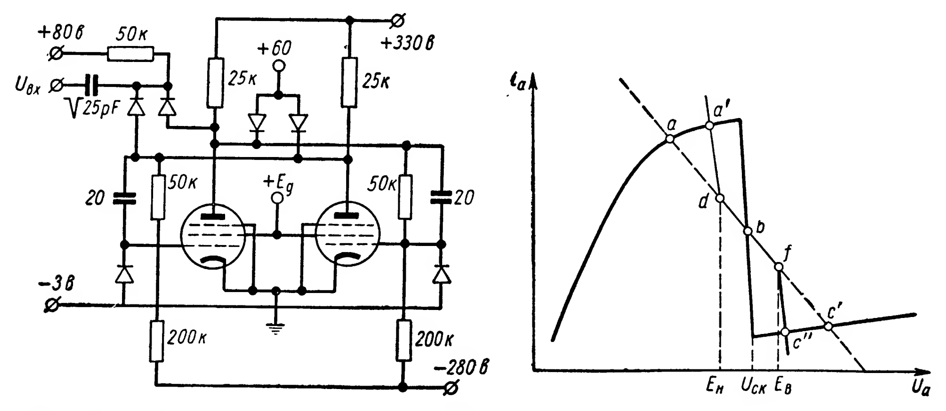
диодов на форму статической характеристики триггера показано на фиг. XXII. 63.

Прямая анодная нагрузка становится ломаной; точка a перемещается в a', c' в c'' ближе к линии скачка $U_{ск}$. $E_{н}$ — напряжение анодного ограничения снизу, $E_{в}$ — напряжение анодного ограни-



Фиг XXII. 61. Напряжения на сетках лампы триггера при ограничении сеточного тока.

чения сверху. Наклон $a'd$ и fc'' определяется прямым сопротивлением диодов. Разность $E_{в} - E_{н}$ обычно порядка 15—30 *в*. Целесообразно $E_{в}$ и $E_{н}$ выбирать симметрично относительно $U_{ск}$. Включение диодов сокращает время перехода схемы из одного состояния в другое,



Фиг. XXII. 62. Схема триггера с ограничением по анодам и по сеткам.

Фиг. XXII. 63. Статическая характеристика триггера при ограничивающих диодах.

так как переход совершается из точек a и c, лежащих ближе к линии скачка. С приближением точек a' и c'' к линии скачка увеличивается чувствительность схемы к запуску.

Диоды-ограничители включают в анодные и сеточные цепи лишь в особо быстродействующих схемах. Если от схемы триггера не требуется большого быстродействия, ограничиваются коррекцией фронта импульса с помощью индуктивности. Подобный метод применяется в триггерах на двойных триодах 6Н8С в машине БЭСМ.

Триггерные схемы на кристаллических триодах. Несмотря на ряд преимуществ кристаллических триодов (малое потребление энергии, малые размеры, механическая прочность, большая долговечность и т. д.), кристаллические триоды в триггерных и других схемах вычислительных машин вплоть до 1954 г. применения не находили. Это объясняется как недостатками самих кристаллических триодов (большой разброс характеристик, нестабильность во времени, значительно бо́льшая, чем у электронных ламп, зависимость параметров от времени, более плохие частотные характеристики и т. д.), так и очень жесткими требованиями, которые предъявляются к триггерным схемам вычислительных машин (высокая надежность, стабильность, взаимозаменяемость и т. д.).

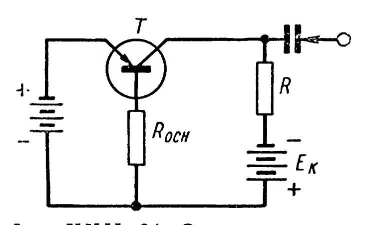
К настоящему времени недостатки кристаллических триодов в некоторой мере удалось преодолеть; за последние три года уже построено несколько вычислительных машин целиком на полупроводниковых диодах и триодах (ИБМ-608, «Традик», «Транзак», машина фирмы Норт Америкэн и др.), ряд крупных машин проектируется (например, «Ларк», США). В дальнейшем в вычислительных машинах полупроводники, несомненно, вытеснят электронные лампы.

Триггерные схемы могут быть осуществлены как на точечных, так и на плоскостных кристаллических триодах. Предельная частота для обычных точечных триодов выше, чем для плоскостных, но это преимущество является временным, так как частотные пределы плоскостных триодов при некоторых методах изготовления значительно выше, чем наилучших точечных триодов (например, частотные пределы триодов поверхностно-барьерного типа). Схемы на плоскостных триодах более надежны и устойчивы в работе, чем схемы на точечных триодах. В схемах на точечных кристаллических триодах используются отрицательные сопротивления, создаваемые точечным триодом с нагрузкой в цепи основания, благодаря тому, что у точечных кристаллических триодов коэффициент усиления по току больше 1, а изменение фазы входного сигнала на 180° отсутствует.

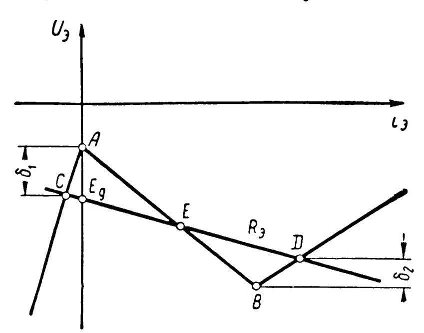
Схемы на плоскостных триодах выведены из обычных схем на электронных лампах; замена в таких схемах электронных ламп плоскостными триодами ничего существенно нового в работу схем не вносит.

Триггерная схема на точечном кристаллическом триоде. В схеме (фиг. XXII. 64) используется отрицательная характеристика эмиттера (фиг. XXII. 65). Если $E_э$ лежит в пределах напряжений, соответствующих двум точкам опрокидывания, и $R_э$ меньше абсолютного значения отрицательного сопротивления эмиттера, то линия нагрузки $R_э$ пересечет входную характеристику триода в трех точках: C, E и D. Точки C и D соответствуют двум устойчивым состояниям равновесия, точка E — неустойчивому равновесию. Если система находится в состоянии равновесия в точке C (триод заперт), необходимо на эмиттер подать положительный импульс амплитудой больше δ_1, чтобы открыть триод. Вследствие начинающегося лавинообразного процесса нарастания тока система скачком переходит в другое состояние равно-

весия в точку D (триод полностью открыт). Для возвращения системы опять в точку C необходимо теперь подать на эмиттер отрицательный импульс амплитудой больше δ_2. Получается система с двумя положениями устойчивого равновесия (триггер), в которой положительный импульс отпирает, а отрицательный импульс запирает кристаллический триод. Подобным же образом могут быть использованы характеристики коллектора и основания. Соответствующие принципиальные схемы и характеристики показаны на фиг. XXII. 66 — XXII. 69.

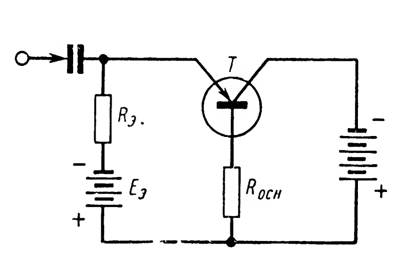


Фиг. XXII. 64. Схема триггера на точечном кристаллическом триоде с подачей сигнала на эмиттер.

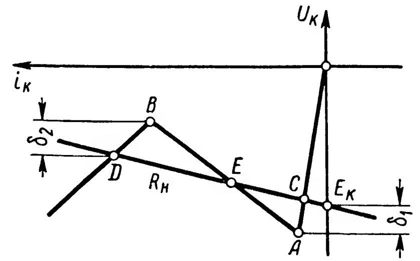


Фиг. XXII. 65. Вольт-амперная характеристика эмиттера.

Однако в таком простейшем виде схемы триггеров не применяются. Чтобы обеспечить надежную и устойчивую работу триггера, возможность взаимозаменяемости триодов и придать характеристике желательный вид, в схему вводят фиксирующие диоды (фиг. XXII. 70, 71). Триод этой схемы открывается импульсом запуска положительной полярности, который подается на эмиттер через сопротивление R_1. Импульс сброса положительной полярности подается через диод D_4 на базу триода и закрывает его. Триггер возвращается в исходное состояние. В этом состоянии потенциал $+2$ *в* по отношению к эмиттеру фиксируется диодом D_2 базы. Триод надежно запирается. Диод D_1 фиксирует нижний уровень выходного напряжения (— 14 *в*), а диод D_3 и сопротивление R_1 увеличивают входное сопротивление схемы. Рабочая частота f = 125 *кгц*. Триод типа р — п — р.

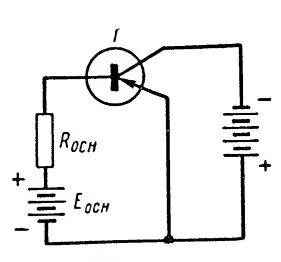


Фиг. XXII. 66. Схема триггера на точечном кристаллическом триоде с подачей сигнала на коллектор.

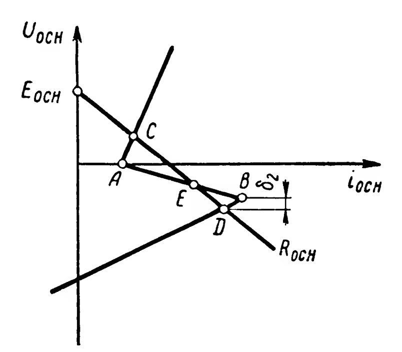


Фиг. XXII. 67. Вольт-амперная характеристика коллектора.

Триггерная схема на плоскостных кристаллических триодах. Триггер на плоскостных кристаллических триодах (фиг. XXII. 72) применялся в цифровом дифференциальном анализаторе. Это — обычный симметричный триг-

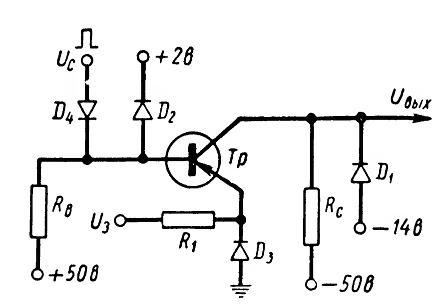


Фиг. XXII. 68. Схема триггера на точечном кристаллическом триоде с подачей сигнала на основание.

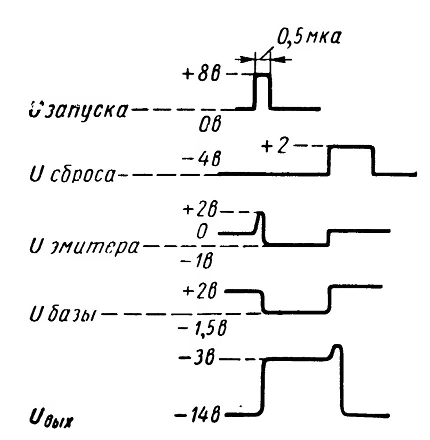


Фиг. XXII. 69. Вольт-амперная характеристика основания.

гер, в котором электронные лампы заменены кристаллическими триодами типа п — р — п. Положительная обратная связь осуществляется через сопротивления 150 *ком* и емкости 68 *пф*. Открытое состояние одного из триодов T_1 или T_2 характеризуется низким уровнем напряжения на коллекторе, закрытое—высоким



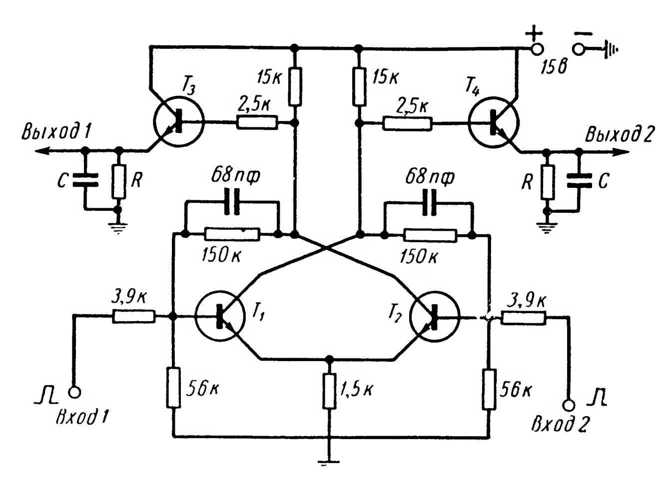
Фиг. XXII. 70. Схема триггера одной из вычислительных машин.



Фиг. XXII. 71. Диаграмма напряжений схемы, показанной на фиг. XXII. 70.

уровнем напряжения (от +2 до +12 *в*). Напряжения, снимаемые с коллекторов триодов T_1 и T_2, усиливаются триодами T_3 и T_4—усилителями мощности. Выходные сигналы снимаются с эмиттеров триодов T_3 и T_4. Запуск осуществляется положительными импульсами амплитудой в несколько вольт. Величины R и C на выходе выбираются в зависимости от нагрузки и частоты импульсов запуска (при $f = 100$ *кгц* $R = 50$ *ком*, $C = 0{,}01$ *мкф*). Разряд емко-

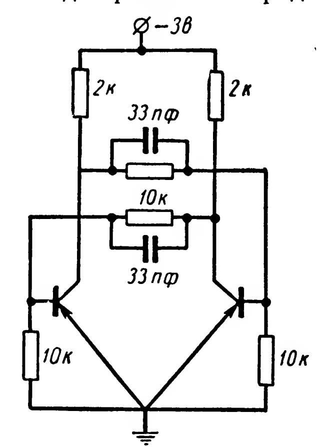
сти на внешнюю нагрузку в момент переброса триггера позволяет увеличить амплитуду тока в нагрузке, в то время как среднее значение тока остается небольшим. Нагрузкой триггера обычно



Фиг. XXII. 72. Схема триггера на плоскостных кристаллических триодах.

являются вентильные схемы, специально сконструированные для данной машины (до 50 схем на каждый выход).

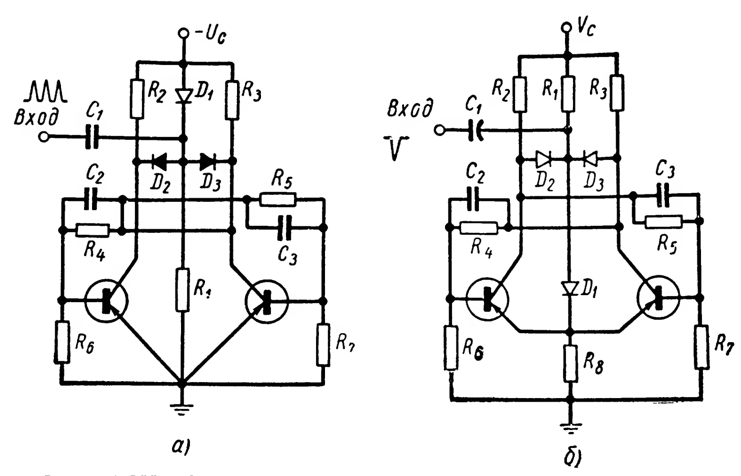
При малой рабочей частоте и малой нагрузке схема упрощается, из нее исключаются усилители мощности, а выход берется непосредственно с коллекторов триодов T_1 и T_2. Схема некритична к изменению параметров, надежна, потребляет мало энергии. Рабочая частота до 200 *кгц*.



Фиг. XXII. 73. Схема триггера на триодах поверхностно-барьерного типа.

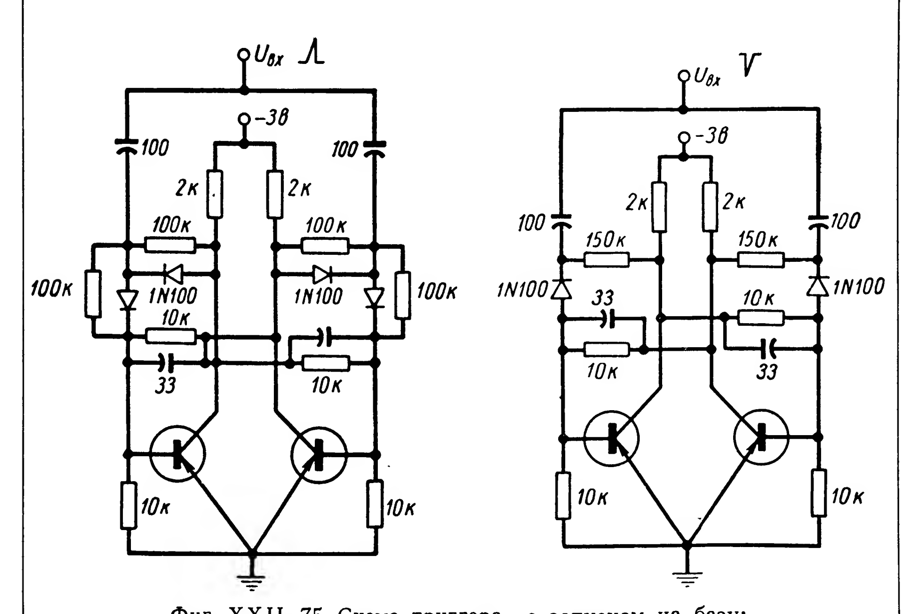
В триггере на триодах поверхностно-барьерного типа, разработанных фирмой Филко (фиг. XXII. 73), электронные лампы заменены полупроводниковыми триодами. Триоды поверхностно-барьерного типа могут работать на очень высоких частотах даже в режиме насыщения. Это позволяет применить простейшую схему триггера. Для данной схемы отбираются триоды с коэффициентом усиления по току не ниже 20.

Для уменьшения времени рассасывания амплитуда запускающего импульса берется несколько завышенной. Это уменьшает также передний и задний фронты импульса. Существенное значение имеет рациональный монтаж схемы. Для уменьшения паразитных емкостей необходимо применять миниатюрные детали и пластмассовые шасси.



Фиг. XXII. 74. Схема триггера с запуском на коллектор:

а — запуск от положительных импульсов; *б* — запуск от отрицательных импульсов.

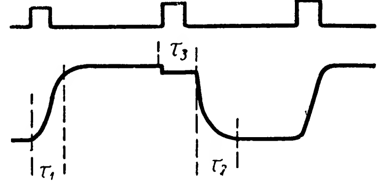


Фиг. XXII. 75. Схема триггера с запуском на базу:

а — запуск от положительных импульсов; *б* —запуск от отрицательных импульсов.

На фиг. XXII. 74, 75, *а* и *б* приведены принципиальные схемы триггеров со счетным входом одноразрядных двоичных счетчиков с различными видами запуска, основанных на схеме по фиг. XXII. 73. Триггер с запуском на коллектор может работать как от положительных, так и от отрицательных импульсов запуска. Диод D_1 и сопротивление R_1 увеличивают чувствительность схемы. Диод D_1, кроме того, необходим для быстрого перезаряда конденсатора C_1 при работе на высоких частотах. При запуске отрицательными импульсами включается сопротивление R_8 во избежание перегрузки источника импульсов.

Триггер с запуском на базу положительными или отрицательными импульсами более чувствителен, чем с запуском на коллектор. Схема с запуском положительными импульсами несколько сложнее, но более чувствительна и менее критична к параметрам запускающего импульса. Схема запускается импульсами амплитудой 0,5—4 *в*, выходная амплитуда 2—5 *в*. Скорость работы определяется в основном временем рассасывания и длительностью заднего фронта (фиг. XXII. 76). Данные схемы работают с частотой повторения входных импульсов до 3 *мгц*. Они были применены в реверсивном четырехразрядном счетчике с разрешающим временем 0,4 *мксек*.



Фиг. XXII. 76. Временные соотношения между входными импульсами и выходным напряжением:

τ_1 — передний фронт; τ_2 — задний фронт; τ_3 — время рассасывания.

Существует очень большое количество различных триггерных схем. Выше в качестве примера были рассмотрены только такие схемы, которые уже применяются в вычислительной технике.

6. ДИНАМИЧЕСКИЙ ТРИГГЕР

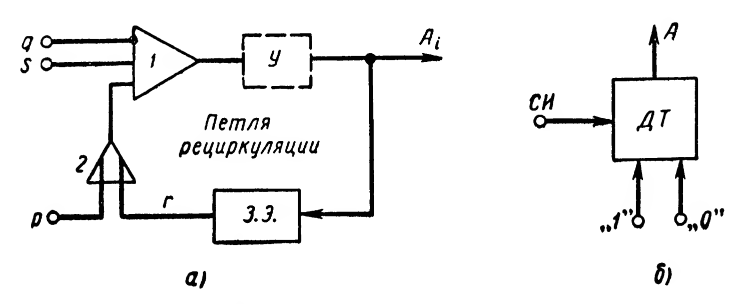
Динамический триггер является комбинированным логическим элементом и представляет собой схему дискретного действия, имеющую три входа и один выход, на котором в зависимости от комбинации входных сигналов и предшествующего состояния схемы или отсутствует, или имеется последовательность импульсов, определяемая частотой синхронизирующих импульсов, которые подаются на один из входов динамического триггера.

Для запуска динамического триггера на один из его входов (вход единиц) необходимо подать сигнал запуска в виде импульса положительной полярности (код «1»). После подачи сигнала запуска на выходе динамического триггера последовательность импульсов будет генерироваться до тех пор, пока на вход не поступит сигнал сброса (код «0»), который возвратит динамический триггер в исходное состояние (отсутствие импульсов на выходе).

Таким образом, в отличие от статического триггера динамический триггер сохраняет поданный на него код («1» или «0») в динамической форме, в виде последовательности импульсов на выходе или их отсутствия. По существу динамический триггер представляет собой

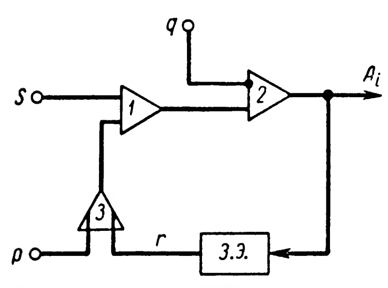
динамическое запоминающее устройство емкостью в один разряд, в котором записанная информация (код 1) циркулирует в виде непрерывной последовательности импульсов. Восстановление по форме, амплитуде и фазе осуществляется путем подачи синхронизирующих импульсов на один из входов динамического триггера.

На вход *p* динамического триггера (фиг. XXII. 77) поступает код единицы в виде положительного импульса, который проходит



Фиг. XXII. 77. Динамический триггер:
а — структурная схема; *б* — условное обозначение.

через собирательную схему *2* и затем поступает на один из входов схемы совпадения *1*. На вход *s* этой схемы подаются синхронизирующие импульсы. Импульс с выхода схемы совпадения *1* усиливается и поступает на запоминающий элемент *З. Э.*, где и запоминается на время, равное одному периоду следования синхронизирующих импульсов (периоду циркуляции). В качестве запоминающего элемента используется или линия задержки, или конденсатор. Сигнал от запоминающего элемента поступает на собирательную схему *2*, и далее процесс циркуляции кода единицы повторяется.



Фиг. XXII. 78. Вариант структурной схемы динамического триггера.

Рециркуляция будет продолжаться до тех пор, пока на вход не будет подан сигнал запрещения (код «0»). Этот сигнал прерывает цепь рециркуляции и стирает прежний код. Триггер возвращается в исходное состояние (отсутствие последовательности импульсов на выходе) и хранит теперь код «0».

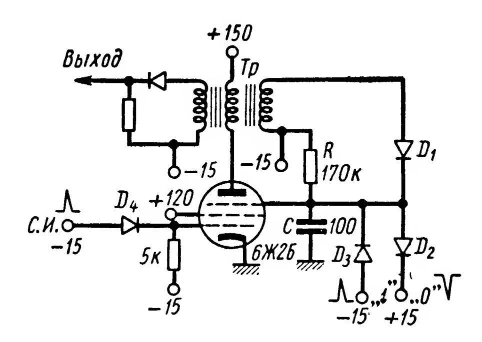
Следует заметить, что отдельного усилителя в схеме может и не быть, так как схема совпадения на активных элементах одновременно выполняет роль усилителя.

На фиг. XXII. 78 показан вариант структурной схемы динамического триггера. Имеются и другие варианты. Работа динамических триггеров, собранных по таким структурным схемам, в принципе не отличается от рассмотренной выше.

В настоящее время известно много различных схем динамических триггеров, собранных на электронных лампах, полупроводниковых триодах и ферритах с использованием различных запоминающих элементов. Наибольшее распространение имеют схемы на электронных лампах. Некоторые из них рассматриваются ниже.

Динамический триггер с емкостью в качестве запоминающего элемента. Работа динамического триггера ДТ с запоминающей емкостью основана на свойстве емкости сохранять некоторое время поданный на нее заряд. Это свойство позволяет использовать емкость в качестве запоминающего элемента динамического триггера.

Принципиальная схема динамического триггера (фиг. XXII. 79) с запоминающей емкостью соответствует структурной схеме динамического триггера (фиг. XXII.78, *а*), если на последней схеме входы *q* и *s* поменять местами. В исходном состоянии лампа заперта по третьей сетке, и синхронизирующие импульсы, поступающие на первую сетку, на выход триггера не проходят. Сигнал записи кода 1 проходит через диод D_3 и заряжает конденсатор C до положительного потенциала, открывая лампу по третьей сетке и подготовляя схему для прохождения синхронизирующих импульсов. Подготовка эта заключается в том, что емкость C в течение некоторого времени сохраняет свой заряд, медленно разряжаясь с постоянной времени, равной приблизительно RC. Так как лампа открыта по третьей сетке, синхронизирующий импульс проходит на выходные обмотки и через диод D_1 подзаряжает конденсатор C, восстанавливая его заряд до первоначальной величины.

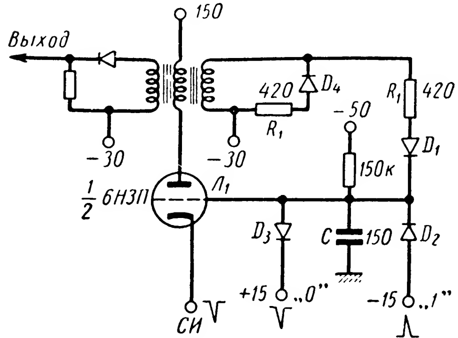


Фиг. XXII. 79. Принципиальная схема динамического триггера на пентоде с запоминающей емкостью.

Таким образом, за счет обратной связи заряд на емкости будет сохраняться сколь угодно долго, т. е. триггер будет хранить записанный на нем код 1. Такое состояние схемы будет продолжаться до тех пор, пока на третью сетку лампы через диод D_2 не поступит сигнал запрещения в виде импульса отрицательной полярности. При этом конденсатор C быстро разрядится через прямое сопротивление диода D_2 и лампа закроется по третьей сетке. Прохождение синхронизирующих импульсов на выход прекратится, и триггер возвратится в исходное состояние (отсутствие последовательности импульсов на выходе). В этом состоянии ДТ хранит код 0 до поступления следующего входного импульса, соответствующего коду 1. Динамический триггер с емкостью нетрудно осуществить и на триоде (фиг. XXII. 80). Эта схема соответствует структурной схеме ДТ на фиг. XXII. 78. Особенностью ее является то, что синхронизирующие импульсы подаются в катод лампы $Л_1$. Сопротивление R_1

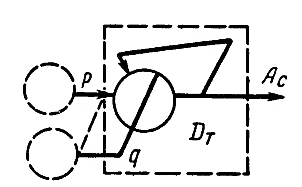
и диод D_4 повышают стабильность работы триггера. Схема очень проста, но требует более мощного источника синхронизирующих импульсов (*СИ*), так как в данной схеме *СИ* подаются в катод, а не на управляющую сетку. Схемы ДТ с запоминающей емкостью предъявляют меньшие требования к фазировке входных сигналов.

На фиг. XXII. 81 приведена структурная схема динамического триггера с использованием однолинейного сдвигающего регистра на ферритах (см. § 3).



Фиг. XXII. 80. Принципиальная схема динамического триггера на триоде с запоминающей емкостью.

Код, поступивший на вход *p*, будет непрерывно циркулировать в системе ДТ вследствие обратной связи. Импульсы сдвига восполняют потери энергии и одновременно являются синхронизирующими. На выходе динамического триггера будет генерироваться непрерывная последовательность импульсов с частотой импульсов сдвига до тех пор, пока на вход *q* не поступит сигнал запрещения (код «0»). Несмотря на свою логическую простоту, данная схема, как и другие схемы на базе однолинейного сдвигающего регистра, трудна в наладке; верхняя граница частоты сдвигающих импульсов, при которой триггер еще надежно работает, сравнительно невысока (порядка 350 *кгц*). Динамический триггер по сравнению со статическим триггером обладает рядом преимуществ: удобством согласования выходного сопротивления триггера с входным сопротивлением диодных логических схем благодаря наличию импульсного трансформатора в анодной цепи лампы; большей надежностью, так как схема работает по принципу грубого усилителя; большей экономичностью и меньшими габаритами схем; меньшей чувствительностью к внешним помехам и разбросу параметров деталей.



Фиг. XXII. 81. Схема динамического триггера с однолинейным сдвигающим регистром.

Недостатком динамического триггера является отсутствие потенциальных выходов, аналогичных выходам обычных триггеров. В качестве единственного потенциального выхода может быть использован потенциал запоминающего конденсатора, однако мощность этого выхода недостаточна для возбуждения последующих логических схем. В динамических триггерах вычислительной машины ИБМ-701 имеется мощный потенциальный выход, однако это достигается за счет усложнения схемы (схема ДТ содержит два триода и много других деталей).

Динамический триггер не имеет счетного входа при использовании его в качестве двоичного счетчика. Динамический триггер трудно синхронизируется.

Как элемент вычислительных машин динамический триггер был впервые применен в вычислительной машине «Seac». В настоящее время различные схемы динамических триггеров используются во многих вычислительных машинах и различных устройствах вместо статических триггеров или наряду с ними.

Применение динамических триггеров вместо статических в ряде случаев позволяет создать более экономичные, гибкие и надежные быстродействующие схемы, однако в некоторых устройствах целесообразно использовать статические триггеры (счетчик, сумматор).

7. ОДНОРАЗРЯДНЫЕ ДВОИЧНЫЕ СУММАТОРЫ

Сложение является основной арифметической операцией, выполняемой быстродействующими вычислительными машинами. Для того чтобы произвести сложение чисел, представленных в системе с каким-угодно основанием, должна быть получена для каждого разряда сумма цифр первого слагаемого, второго слагаемого и цифры, перенесенной из предыдущего разряда. Эти три цифры могут быть сложены попарно за два последовательных шага или же одновременно за один шаг. *Устройства, которые осуществляют сложение, называются сумматорами.*

Для суммирующего устройства последовательного действия необходим всего лишь один одноразрядный сумматор. Слагаемые подаются на его входы последовательно, разряд за разрядом, начиная с младших разрядов; одноименные разряды обоих слагаемых суммируются попарно, последовательно во времени.

Для суммирующего устройства параллельного действия необходимо n одноразрядных сумматоров. Все разряды обоих слагаемых поступают на входы суммирующего устройства одновременно, и все пары одноименных разрядов слагаемых суммируются одновременно по всем разрядам.

Основное различие между параллельными и последовательными суммирующими устройствами заключается в том, что, когда складываются два числа, имеющие n значащих цифр, параллельное суммирующее устройство требует в n раз больше одноразрядных сумматоров, чем последовательное. Последовательное суммирующее устройство, однако, требует n тактов сложения для получения конечного результата, в то время как суммирующее устройство параллельного действия требует только одного такта сложения и дополнительного времени, достаточного для n последовательных переносов.

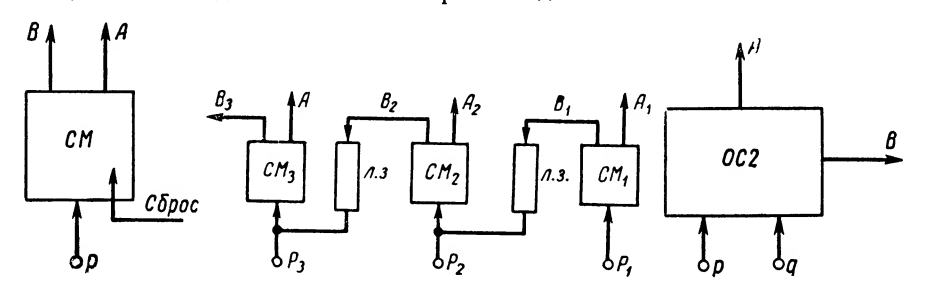
Одноразрядные сумматоры по принципу действия разделяются на два типа: накапливающие сумматоры и комбинационные логические сумматоры.

Комбинационный логический сумматор отличается от накапливающего тем, что: а) слагаемые поступают на его входы одновременно; б) результат на выходе появляется одновременно с поступлением

слагаемых (после окончания переходных процессов); в) сумматор не имеет запоминающего устройства. Результат на выходах сохраняется до тех пор, пока на входах присутствуют слагаемые.

Накапливающий сумматор имеет следующие особенности: а) слагаемые поступают на вход последовательно; б) процесс суммирования состоит в последовательном счете импульсов, соответствующих единицам; в) сумматор имеет запоминающее устройство. Входящее в накапливающий сумматор слагаемое прибавляется к числу, хранящемуся в его запоминающем устройстве. Получающаяся в результате сумма замещает число, ранее хранившееся в запоминающем устройстве.

Одноразрядные комбинационные логические сумматоры могут осуществлять сложение как трех сигналов одновременно за один шаг, так и по два сигнала попарно за два последовательных шага.



Фиг. XXII. 82. Структурная схема одноразрядного накапливающего сумматора.

Фиг. XXII. 83. Схема с последовательным переносом.

Фиг. XXII. 84. Схема одноразрядного сумматора на два входа.

Одноразрядные накапливающие сумматоры. Накапливающий сумматор является в сущности счетчиком, который добавляет к своему содержимому любое поданное в него число. Основным элементом такого сумматора является триггер того или иного типа (фиг. XXII. 82).

На фиг. XXII. 83 приведена одна из возможных схем соединения одноразрядных сумматоров в суммирующем устройстве параллельного действия, схема с последовательным переносом.

Сначала в сумматор подается первое слагаемое и хранится в нем. Затем на входы сумматора подается второе слагаемое и поразрядно суммируется с содержимым сумматора. Это первый шаг сложения. После этого происходит второй шаг сложения — сложение результатов первого шага с единицей переноса из предыдущего разряда.

Линии задержки необходимы для того, чтобы единица переноса поступала на вход следующего каскада после выполнения первого шага сложения.

В более быстродействующих арифметических устройствах применяются схемы со сквозным переносом.

Одноразрядный сумматор на два входа (ОС-2). Одноразрядный сумматор на два входа (фиг. XXII. 84) представляет собой схему дискретного действия, на одном из выходов которой, являющемся

выходом суммы, сигнал появляется только тогда, когда подается сигнал на один из входов, а на другом выходе, являющемся выходом единицы переноса, — только тогда, когда подаются сигналы на оба входа одновременно (см. табл. XXII. 7).

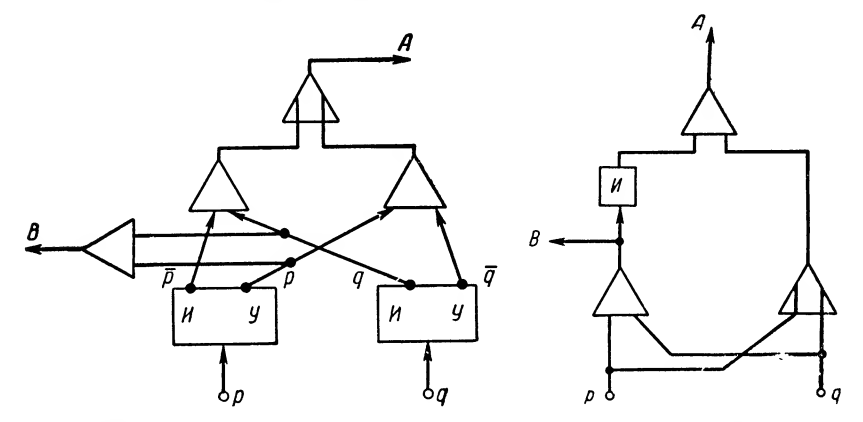
Таблица XXII 7

Сложение в одноразрядном сумматоре на два входа (ОС-2)

p	0	1	0	1
q	0	0	1	1
A	0	1	1	0
B	0	0	0	1

Наличию сигнала соответствует единица, отсутствию сигнала (его отрицанию) соответствует ноль.

Подобную таблицу можно получить, применяя структурные схемы, приведенные на фиг. XXII. 85 * и 86; последняя схема содержит наименьшее количество элементов.



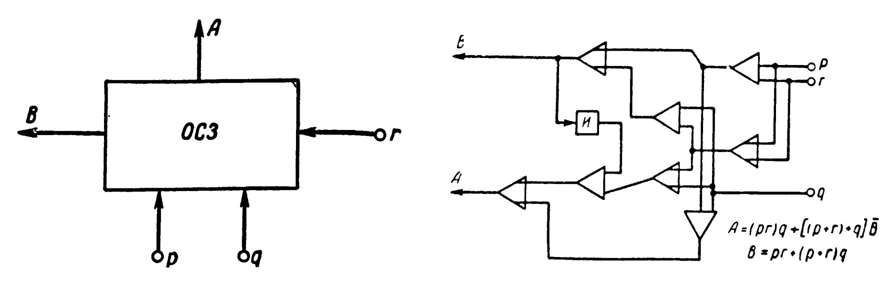
Фиг. XXII. 85. Структурная схема сумматора, соответствующая логическим уравнениям $A = p\bar{q} + \bar{p}q$; $B = pq$.

Фиг. XXII. 86. Структурная схема сумматора, соответствующая логическим уравнениям $A=(p+q)\,\overline{pq}$; $B=pq$.

В вычислительных машинах одноразрядные сумматоры на два входа образуют одноразрядные сумматоры на три входа или работают как самостоятельные устройства для выполнения некоторых логических операций.

* В литературе такой сумматор часто называют полусумматором.

Одноразрядный двоичный сумматор на три хода. Одноразрядный двоичный сумматор на три входа (фиг. XXII. 87, *а* и *б*) представляет собой схему дискретного действия с тремя входами и двумя выходами, на одном из которых, являющемся выходом суммы, сигнал появляется только тогда, когда подается сигнал на один из трех входов или



Фиг. XXII. 87. Схема одноразрядного двоичного сумматора на три входа.

на все три входа (*p*, *q*, *r*) одновременно. На втором выходе *B* сумматора, являющемся выходом единицы переноса, сигнал появляется только тогда, когда сигнал подается на любые два или три входа одновременно (см. табл. XXII. 8).

Таблица XXII. 8

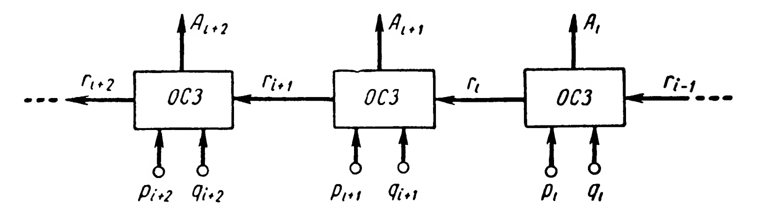
Сложение в одноразрядном сумматоре на три входа

p	0	1	0	1	0	1	0	1
q	0	0	1	1	0	0	1	1
r	0	0	0	0	1	1	1	1
A	0	1	1	0	1	0	0	1
B	0	0	0	1	0	1	1	1

Одноразрядные сумматоры имеются в арифметическом устройстве любой вычислительной машины. Они выполняют не только сложение, но и другие операции, так как к операциям сложения и сдвига сводятся так или иначе умножение и деление, если оно является элементарной операцией; вычитание в большинстве вычислительных машин также сводится к сложению.

При параллельной передаче чисел сумматоры соединяются в цепочку (фиг. XXII. 88).

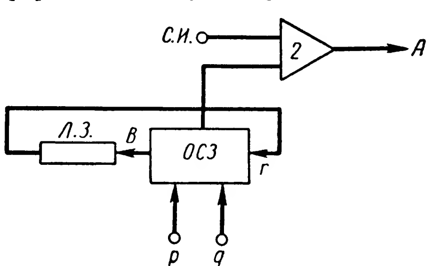
Для последовательной передачи чисел необходим всего лишь один одноразрядный сумматор на три входа (фиг. XXII. 89). При последовательной передаче коды слагаемых поступают на вход сум-



Фиг. XXII. 88. Цепочка сумматоров для параллельной передачи чисел:

P_i — входы первого слагаемого; q_i — входы второго слагаемого; r_i — входы единиц переноса; A_i — выходы суммы.

матора разряд за разрядом, начиная с младшего. По логике работы сумматора схема совпадения *2* не нужна, но она необходима для восстановления сигналов на выходе по форме, амплитуде и фазе. На один из входов схемы совпадения *2* подаются стандартные синхронизирующие импульсы; сигнал на выходе поэтому будет иметь такую же форму и фазу, как и синхронизирующие импульсы. Синхронизация и восстановление могут осуществляться не только на выходе сумматора, но и в процессе суммирования. Для этого синхронизирующие импульсы подают непосредственно в схему сумматора. Выход *В* соединяется со входом *r* через линию задержки (*Л. З.*), которая задерживает сигнал по выходу *В*, т. е. единицу переноса на время следования одного разряда. Благодаря этому единица переноса, образовавшаяся в каком-либо разряде, поступает на вход *r* сумматора одновременно с цифрами соседнего старшего разряда и суммируется с ними.



Фиг. XXII. 89. Схема сумматора для последовательной передачи чисел:

p — вход первого слагаемого; *q* — вход второго слагаемого; *r* — вход единицы переноса.

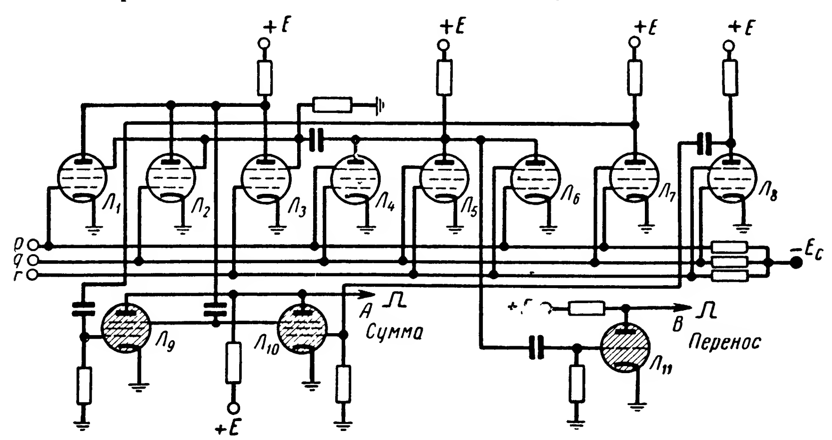
8. ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ КОМБИНАЦИОННЫХ ЛОГИЧЕСКИХ СУММАТОРОВ

Рассмотренные структурные схемы полусумматоров могут быть реализованы на самых различных элементах, которые в состоянии осуществлять заданную логику: на электронных лампах, на кристаллических диодах, на кристаллических триодах, на ферритовых сердечниках и на импульсных трансформаторах.

Сумматоры на электронных лампах. Электронные лампы были первыми приборами, на которых строились логические элементы,

поэтому и первые логические сумматоры были осуществлены на электронных лампах. В литературе опубликовано немало таких приборов схем. Как правило, эти схемы содержат большое число электронных ламп, что является их основным недостатком, однако по быстродействию схемы логических сумматоров на электронных лампах превосходят прочие схемы.

Примером сумматора на электронных лампах может служить сумматор ОС-3 (фиг. XXII. 90). Сумматор работает от входных импульсов положительной полярности. На схеме для простоты показаны только логические цепи, цепи синхронизации и корректирующие линии задержки не указаны. Сумматор собран на 11 лампах.



Фиг. XXII. 90. Принципиальная схема сумматора ОС-3 на пентодах.

В исходном состоянии (при отсутствии входных сигналов) лампы $Л_1$ — $Л_8$ заперты, лампы $Л_9$ — $Л_{11}$ открыты. Сигналы с выхода суммы и выхода переноса снимаются в виде импульсов положительной полярности с анодов ламп $Л_{10}$ и $Л_{11}$ соответственно. Работа сумматора ясна из схемы.

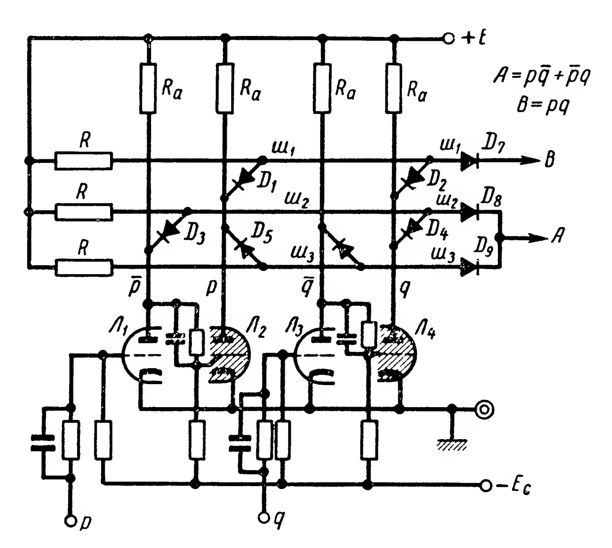
Существует много различных ламповых схем, реализующих те или иные логические уравнения одноразрядного сумматора на три числа. Для любой из них необходимо не менее 10—12 электронных ламп. Сумматоры с использованием только электронных ламп не экономичны, и в современных вычислительных машинах не применяются.

Сумматоры на кристаллических диодах и электронных лампах. С применением кристаллических диодов число ламп, необходимых для построения двоичных одноразрядных сумматоров, значительно уменьшается. Это объясняется тем, что основные логические элементы выполняются на кристаллических диодах, а электронные лампы выполняют главным образом функции усиления, инвентирования и формирования.

На фиг. XXII. 91 приведена принципиальная схема ОС-2 на двух двойных триодах и кристаллических диодах, соответствующая струк-

турной схеме на фиг. XXII. 85. Схема может работать как от положительных импульсов, так и от потенциалов.

В исходном состоянии на входах p и q уровни напряжений низкие (сигналы p и q отсутствуют), лампы $Л_2$ и $Л_4$ открыты, диоды D_1, D_2, D_4, D_5 проводят, следовательно, на шинах $Ш_1$ — $Ш_3$ будут низкие уровни напряжений и на выходах A и B — также низкие уровни (сигналов нет). Если на один из входов p и q поступает единица в виде положительного импульса или высокого уровня напряжения, то



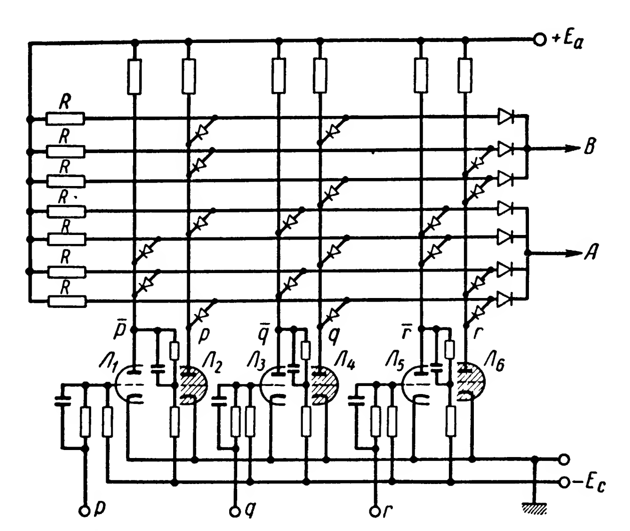
Фиг. XXII. 91. Принципиальная схема ОС-2 на двух двойных триодах и кристаллических диодах.

закрывается одна из ламп $Л_2$ или $Л_4$ и открывается $Л_1$ или $Л_3$. На одной из шин $Ш_2$ или $Ш_3$ появится высокий уровень напряжения или положительный импульс, который и пройдет на выход суммы A. Пусть сигнал поступил на вход p. Тогда откроется $Л_1$ и закроется $Л_2$, диод D_3 будет проводить, а D_5 станет непроводящим. На шине $Ш_3$ появится положительный сигнал, который через диод D_9 пройдет на выход A. На шинах $Ш_1$ и $Ш_2$ по-прежнему низкий уровень, так как диоды D_2, D_3, D_4 проводят. Если сигнал поступит на вход q, то откроется $Л_3$ и закроется $Л_4$, диод D_4 станет непроводящим, на шине $Ш_2$ появится положительный сигнал, который через диод D_8 пройдет на выход A. На шинах $Ш_1$ и $Ш_3$ будут низкие уровни напряжений, поскольку диоды D_1, D_5, D_6 в это время проводят.

Если сигналы поступают на оба входа одновременно, открываются лампы $Л_1$ и $Л_3$, закрываются лампы $Л_2$, $Л_4$, диоды D_3, D_6 проводят, а диоды D_1, D_2, D_4, D_5 не проводят. На шинах $Ш_2$ и $Ш_3$ будет низкий уровень напряжения, и на выходе A сигнала не будет. Положительный сигнал появится на шине $Ш_1$ и через диод D_7 пройдет на выход B. Если необходимо, сигналы на выходах A и B могут быть сформиро-

ваны с помощью стандартных синхронизирующих импульсов, как об этом уже говорилось ранее.

Схема одноразрядного сумматора на три входа приведена на фиг. XXII. 92. Если часть логики выполнить на сопротивлениях, то можно значительно уменьшить число диодов, необходимых для построения ОС-3. На фиг. XXII. 93 приведена принципиальная схема такого сумматора. Он построен на двух двойных триодах, пентоде и девяти диодах. Часть логики выполнена на сопротивлениях R_1, R_2, R_3 и R_4.



Фиг. XXII. 92. Принципиальная схема одноразрядного сумматора на три входа.

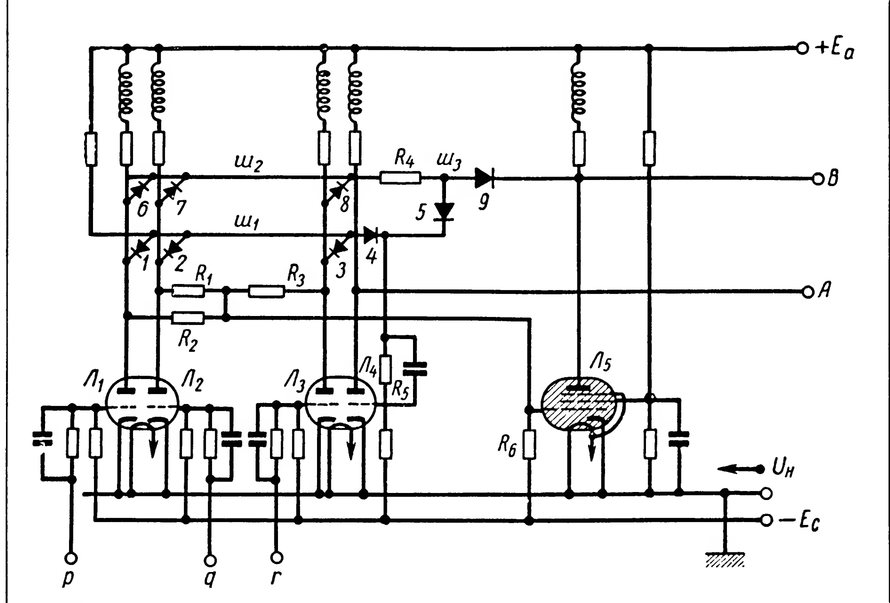
Работает сумматор следующим образом. В исходном состоянии (сигналы p, q и r отсутствуют) $Л_1$, $Л_2$ и $Л_3$ заперты, $Л_5$ отперта, на выходе B низкий уровень. На шине $Ш_1$ высокое напряжение, $Л_4$ открыта. На шине $Ш_3$ низкое напряжение, так как она подключается к аноду (через D_9) открытой лампы, на выходе A низкое напряжение ($A = 0$, $B = 0$)).

При подаче сигналов на один из входов на $Ш_1$ будет низкий уровень, $Л_4$ запрется, на выходе A будет высокий уровень ($A = 1$).

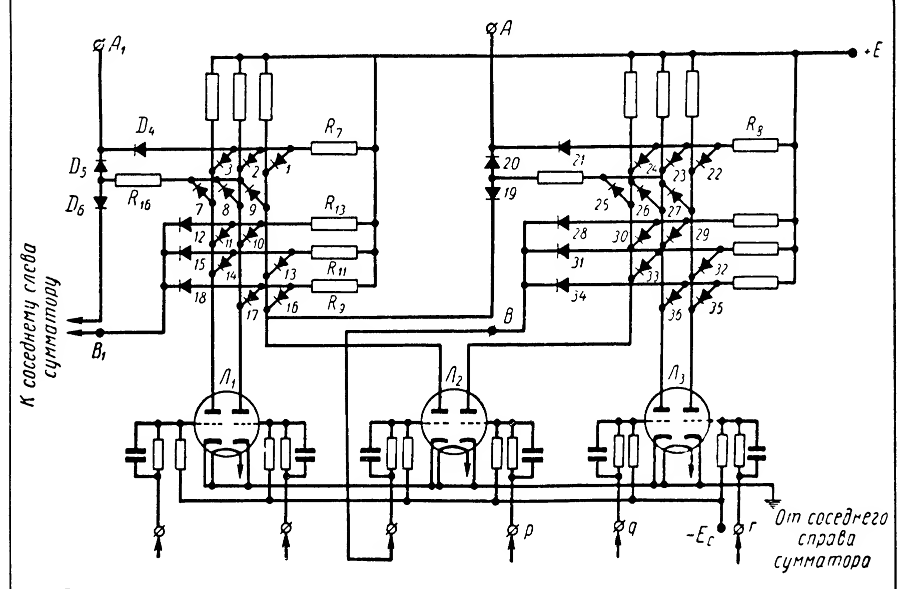
При подаче сигналов на два входа одновременно $Л_1$ и $Л_2$ открываются, $Л_5$ запирается, на выходе B будет сигнал ($B = 1$).

При подаче сигналов на три входа $Л_4$ закроется, будет сигнал на A и на B ($A = 1$, $B = 1$).

Если применить инверсные сумматоры, у которых полярность сигналов на выходах и на входах противоположная, то при соединении таких сумматоров в цепочку (фиг. XXII. 88) число необходимых электронных ламп сокращается вдвое. Сумматоры данного типа были разработаны для универсальной машины «Стрела». На фиг. XXII. 94 дана принципиальная схема двухразрядного сумматора



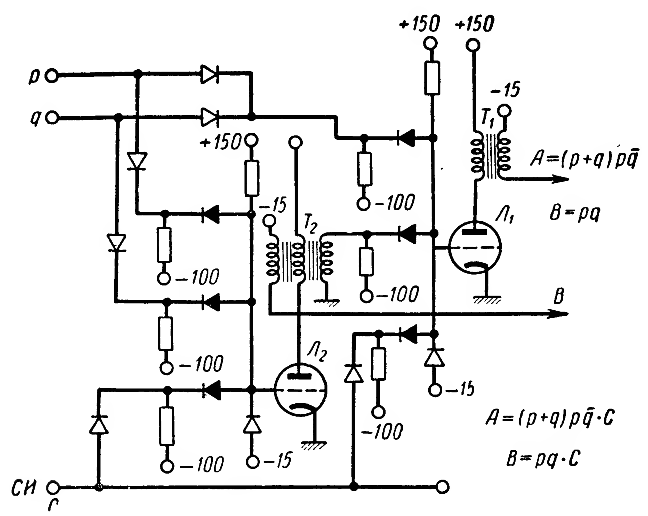
Фиг. XXII. 93. Принципиальная схема сумматора на три входа с уменьшенным числом диодов.



Фиг. XXII. 94. Принципиальная схема сумматора универсальной вычислительной машины «Стрела».

2ОС-3 на три числа. Он состоит из двух идентичных сумматоров — правого и левого. Правый сумматор работает от положительных входных сигналов и дает результат на выходах суммы A и переноса B в виде отрицательных сигналов. Левый сумматор работает от отрицательных сигналов. Выход переноса B правого сумматора является одним из входов для левого сумматора.

Работа сумматора ясна из схемы. Рассмотренные в этом разделе принципиальные схемы сумматоров на электронных лампах и кристаллических диодах могут надежно работать лишь на сравнительно



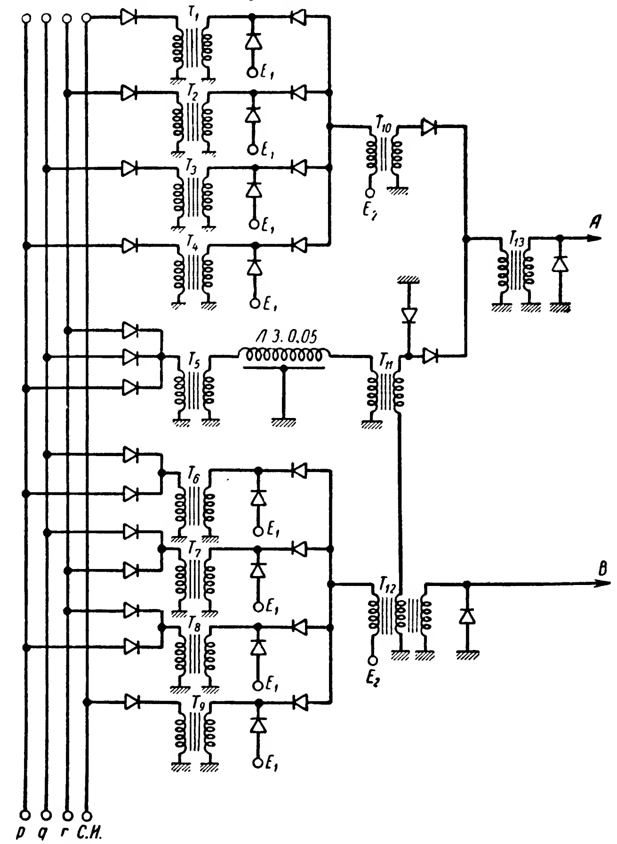
Фиг. XXII. 95. Принципиальная схема сумматора на два входа с импульсными трансформаторами в анодных цепях.

невысоких частотах повторения сигналов, так как они имеют большие постоянные времени по анодным и сеточным цепям.

На фиг. XXII. 95 приведена принципиальная схема сумматора на два входа на электронных лампах и кристаллических диодах. Особенностью этой схемы является то, что анодными нагрузками ламп $Л_1$ и $Л_2$ являются импульсные трансформаторы T_1 и T_2. Схемы с импульсными трансформаторами более гибки, чем рассмотренные выше, и могут работать, когда частота повторения сигналов превышает 1 *мггц*. Данный сумматор работает на частоте $f = 1$ *мггц*. В схеме используются дополнительные сигналы, необходимые для синхронизации и формирования импульсов по выходам A и B.

Сумматор на кристаллических диодах и импульсных трансформаторах. Логические элементы могут быть построены и без электронных ламп, поэтому вполне возможно создать одноразрядный логический сумматор на кристаллических диодах и импульсных трансформаторах (фиг. XXII. 96). В таком сумматоре синхронизирующие сигналы в качестве самостоятельного входа введены непосредственно в схему сумматора.

Достоинством такого сумматора является компактность, надежность, малое потребление энергии. Однако вследствие неизбежных потерь амплитуда выходных сигналов может оказаться недостаточной для управления работой связанных с сумматором схем, поэтому потребуется дополнительное усиление.



Фиг. XXII. 96. Схема одноразрядного логического сумматора на кристаллических диодах и импульсных трансформаторах.

Сумматор на магнитных сердечниках. Рассмотренные выше схемы совпадения, собирательные схемы и схемы запрещения, основанные на однолинейном сдвигающем регистре, дают возможность построить сумматор полностью на этих элементах, не применяя электронных ламп. Схемы на ферритовых сердечниках получаются чрезвычайно компактными, обладают высокой надежностью и исключительно продолжительным сроком службы и имеют еще целый ряд преимуществ перед другими схемами.

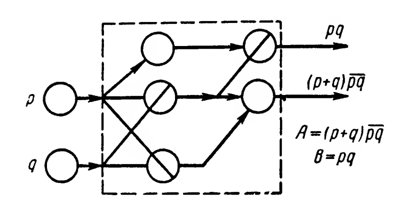
Однако в настоящее время максимальная частота, при которой цепи с магнитными сердечниками работают надежно, не превышает

350 *кгц*, что является наиболее крупным недостатком цепей с магнитными сердечниками.

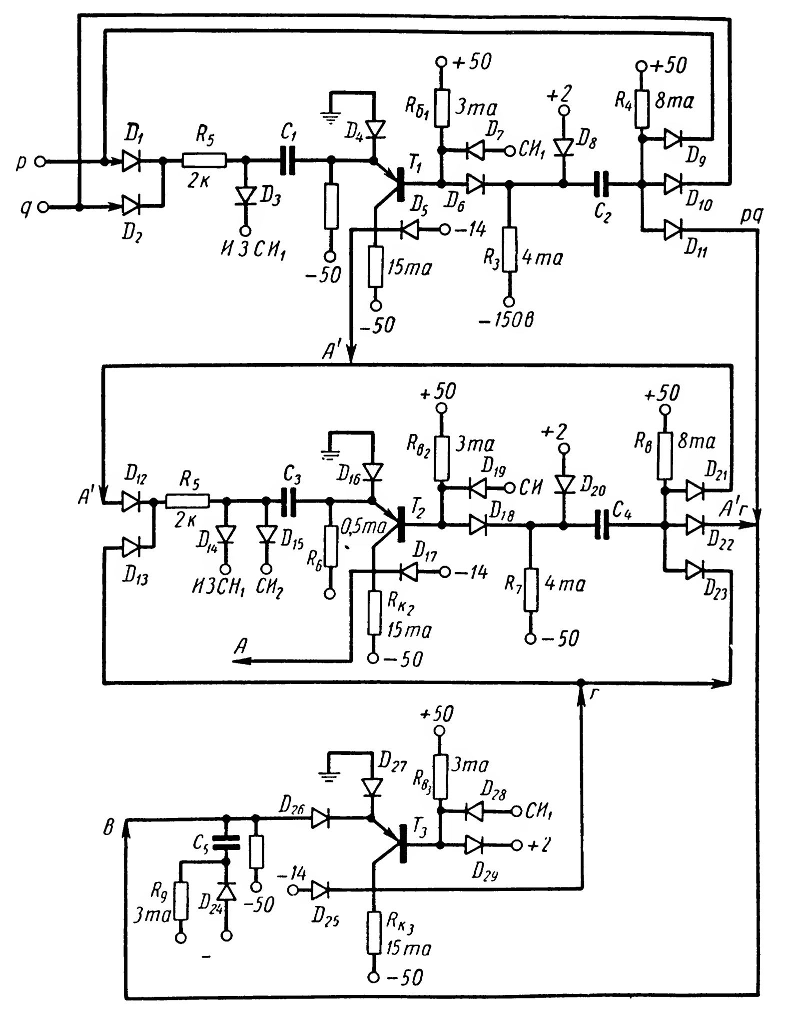
На фиг. XXII. 97 приведена схема одноразрядного сумматора на два входа, построенного на основе рассмотренных логических схем.

Эта схема реализует логику работы полусумматора. Эта схема не является единственной, существует много различных сумматоров, построенных на магнитных сердечниках.

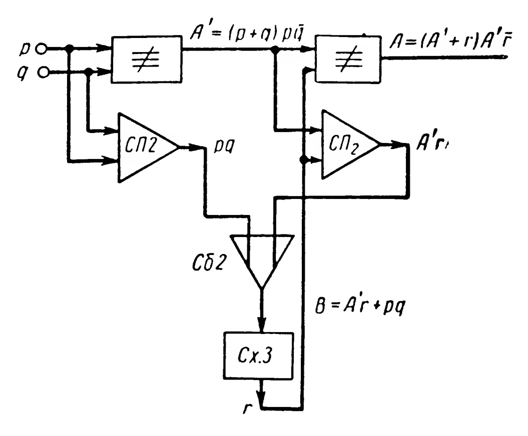
Сумматоры на кристаллических диодах и триодах. С заменой электронных ламп кристаллическими триодами значительно уменьшается потребление энергии, уменьшаются вес и габариты, увеличиваются срок службы и надежность работы машины. Несмотря на многообразие схем сумматоров на полупроводниковых триодах, они, как и схемы на электронных лампах, представляют собой ту или иную комбинацию основных логических элементов и реализуют те или иные логические уравнения одноразрядного двоичного сумматора. Ниже приводятся две схемы одноразрядных двоичных сумматоров на три входа, построенных на точечных кристаллических триодах типа р—п—р. Схема на фиг. XXII. 98 представляет собой последовательный логический сумматор на три входа, у которого выход переноса через одноразрядную задержку подается на один из входов. Структурная схема сумматора приведена на фиг. XXII. 99. На фиг. XXII. 100 приведены принципиальные схемы логических элементов, из которых состоит данный сумматор. Верхний каскад представляет собой первый полусумматор, средний каскад — второй полусумматор, а нижний каскад является схемой задержки на один разряд (одноразрядный сдвигающий регистр). Сумматор работает следующим образом. Когда на входы p или q поступает один из входных сигналов, он проходит на эмиттер триода T_1 (фиг. XXII. 98) и открывает его, так как в это время сигнала запрещения на базе T_1 нет. Пришедший через триод T_1 сигнал с выхода схемы $(A' + r)$ поступает на эмиттер триода T_2 и в виде импульса положительной полярности снимается с коллектора T_2. Если на входы p и q поступают одновременно два сигнала, они проходят на эмиттер триода T_1, но открыть его в этом случае не могут, так как на базу T_1 уже поступил сигнал запрещения со схемы совпадения pq. Для того чтобы сигнал запрещения поступил на базу триода T_1 раньше, чем сигнал с собирательной схемы $(p + q)$, задерживается передний фронт сигнала со схемы $(p + q)$ примерно на 0,5 *мсек* с помощью инверсных задержанных синхронизирующих импульсов $ИЗСИ_1$ (фиг. XXII. 101), которые подаются на диод D_3. Выход переноса первого полусумматора в этом случае со схемы совпадения pq через диод D_{11} поступает на вход схемы одноразрядной задержки.



Фиг. XXII. 97. Логическая схема одноразрядного сумматора на два входа, построенная из сдвигающих регистров.



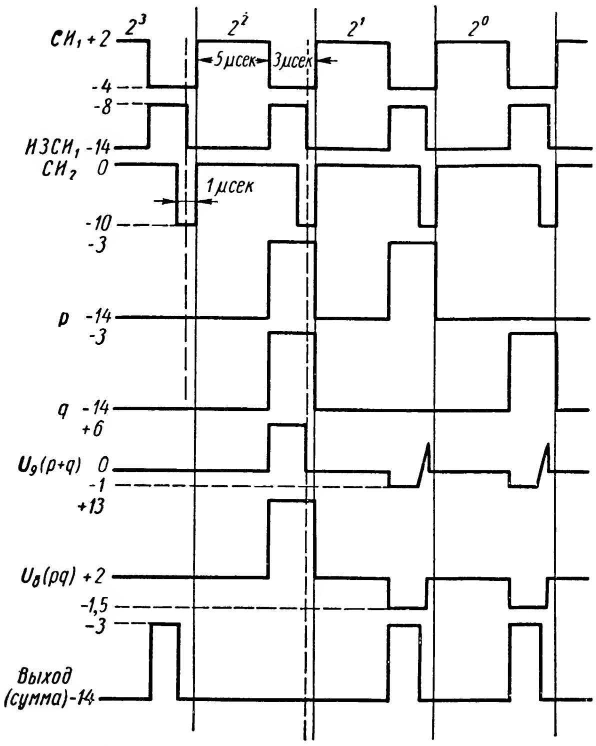
Фиг. XXII. 98. Схема последовательного логического сумматора.



Фиг. XXII. 99. Структурная схема сумматора из логических схем,

Фиг. XXII. 100. Элементы логических схем.

Второй полусумматор работает аналогичным образом; отличие заключается лишь в том, что на диод D_{15} подаются синхронизирующие импульсы $СИ_2$, которые задерживают прохождение сигнала с выхода собирательной схемы на входе второго полусумматора $(A'+r)$ примерно на 1 *мксек* и тем обеспечивают поступление сигнала запрещения на базе T_2 со схемы совпадения $A'r$ раньше, чем сигнал со схемы



Фиг. XXII. 101. Временная диаграмма сумматора при сложении двух чисел.

$(A' + r)$ поступит на эмиттер. Выход суммы снимается с коллектора T_2 в виде импульсов положительной полярности. Выход переноса $(A'r)$ через диод D_{22} поступает на вход схемы задержки.

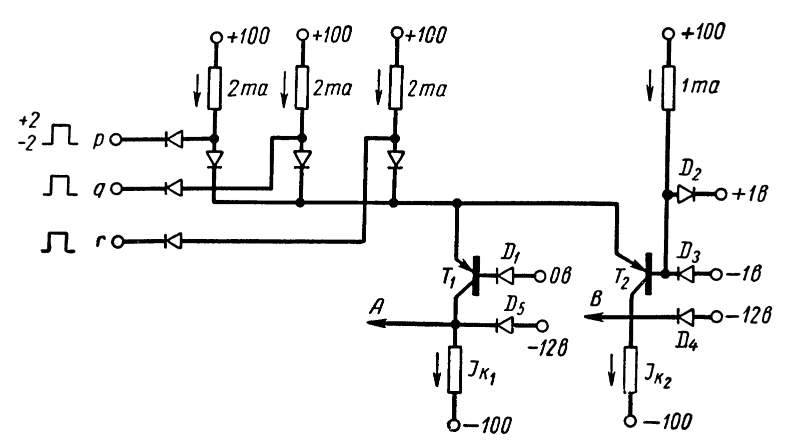
В схеме используется три кристаллических триода и 29 диодов. На фиг. XXII. 101 дана временная диаграмма, иллюстрирующая работу сумматора при сложении двух чисел: $p = 110$, $q = 101$, $A = p + q = 1011$

$$\begin{array}{r} 110 \\ 101 \\ \hline 1011 \end{array}$$

Сумматор работает на частоте следования сигналов $f = 125$ *кгц*.

На фиг. XXII. 102 дана принципиальная схема одноразрядного сумматора на три входа, предназначенного для работы в суммирующем устройстве параллельного действия.

В исходном состоянии ток в цепи эмиттеров триодов T_1 и T_2 равен нулю, триоды закрыты. Потенциал базы триода T_1, равный нулю, фиксируется диодом D_1; потенциал базы триода T_2 равен $+1$ *в* и фиксируется диодом D_2. Потенциал коллекторов в исходном состоянии равен —12 *в* и фиксируется диодами D_4 и D_5. Диод D_3 фиксирует потенциал базы триода T_2 в открытом состоянии. В зависи-



Фиг. XXII. 102. Принципиальная схема одноразрядного сумматора параллельного действия.

мости от комбинации входных сигналов проводит или один триод или оба. Выходы суммы и переноса снимаются с коллекторов триодов T_1 и T_2 соответственно (см. табл. XXII. 9).

Таблица XXII. 9

Сложение и перенос в сумматоре параллельного действия

Входы			Ток в цепи эмиттеров	Потенциал коллектора в *в*		Выход	
0	0	0		T_1	T_2	A	B
0	0	0	0	—12	—12	0	0
1	0	0	2	— 1	—12	1	0
0	1	0	2	— 1	—12	1	0
0	0	1	2	— 1	—12	1	0
1	1	0	4	—12	— 2	0	1
0	1	1	4	—12	— 2	0	1
1	0	1	4	—12	— 2	0	1
1	1	1	6	— 1	— 1	—1	1

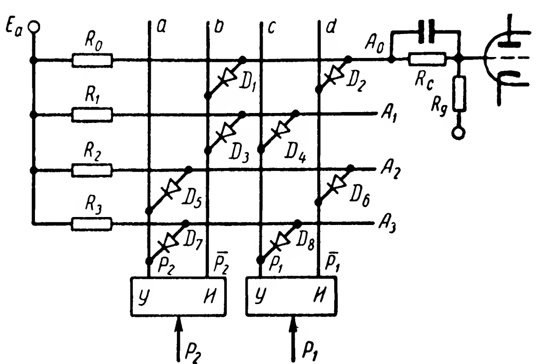
Потенциал на выходах *A* и *B* ниже —10 *в* принят за ноль, выше —3 *в* принят за единицу. Эта таблица полностью соответствует таблице сложения одноразрядного двоичного сумматора на три числа. Сумматоры на полупроводниковых триодах обладают в настоящее время меньшим быстродействием, чем на электронных лампах. Сейчас во многих странах работают над повышением быстродействия

таких сумматоров. Разработанные триоды поверхностно-барьерного типа, схемы на которых по быстродействию не уступают схемам на электронных лампах, но потребляют весьма мало энергии. Так, по литературным данным, сумматор на триодах поверхностно-барьерного типа состоит из 13 триодов и двух сопротивлений и потребляет мощность $p = 0{,}036$ *вт.*

9. ИЗБИРАТЕЛЬНАЯ СХЕМА

Избирательная схема представляет собой схему дискретного действия с n входами и m выходами, которая работает таким образом, что каждой комбинации сигналов, поданных на входы, соответствует определенная комбинация сигналов на выходах.

Избирательная схема широко применяется в вычислительных и управляющих устройствах в качестве многоканального двоичного переключателя, дешифратора кодов и т. п.



Фиг. XXII. 103. Избирательная схема на два входа.

Избирательная схема представляет собой схему, в основном собранную из элементов, реализующих логический закон «И», т. е. из схем совпадения, построенных из элементов с односторонней проводимостью, в общем виде состоит из сетки (матрицы), образованной горизонтальными и вертикальными шинами, с соединяющими их в определенных местах диодами. Максимальное число выходов $m = 2^n$ при n входах. Каждый вход избирательной схемы представляет две шины, управляемые двоичным ключом, т. е., если на одну из шин подается прямой код, то на вторую подается его отрицание. В качестве двоичного ключа могут быть использованы триггерные ячейки, инвертор-усилители или буферные лампы.

Избирательная схема работает по принципу закорачивания входных цепей, т. е., если, диоды, подключенные к выходной цепи, не проводят ток, то на этой шине устанавливается потенциал, почти равный напряжению источника питания; если же хотя бы один из диодов проводит ток, за счет падения напряжения на нагрузочном сопротивлении, то на шине устанавливается низкий потенциал.

Рассмотрим работу собирательной схемы на два входа (фиг. XXII. 103). При двух входах $n = 2$ возможны четыре выхода ($m = 2^2$); наличие сигнала на каждом из выходов при четырех возможных комбинациях входных сигналов определяется таблицей истинности (табл. XXII. 10).

Работу избирательной схемы, используя аппарат исчисления высказываний, можно описать следующим образом:

$$A_0 = \bar{p}_1 \cdot \bar{p}_2; \quad A_2 = \bar{p}_1 \cdot p_2;$$
$$A_1 = p_1 \cdot \bar{p}_2; \quad A_3 = p_1 \cdot p_2.$$

Положим, что коду 1 соответствует высокий потенциал, коду 0 низкий потенциал. Потенциал левых вертикальных шин в каждой паре соответствует прямому коду комбинаций сигналов, поданной на входы. При поступлении на входы кода «0» диоды D_4, D_5, D_7, D_8 проводят ток, а диоды D_1, D_2, D_3, D_6 заперты. Легко видеть, что A_0 — единственная выходная шина, связанная с запертыми диодами, поэтому на шине A_0 установится, высокий потенциал, т. е. код «1». К шине A_1 подключены диоды D_3, D_4, причем D_4 проводит ток; следовательно, за счет падения напряжения на нагрузочном сопротивлении R_1 шина A_1 будет находиться под низким потенциалом (код «0»).

Таблица XXII. 10

Таблица истинности собирательной схемы на два входа

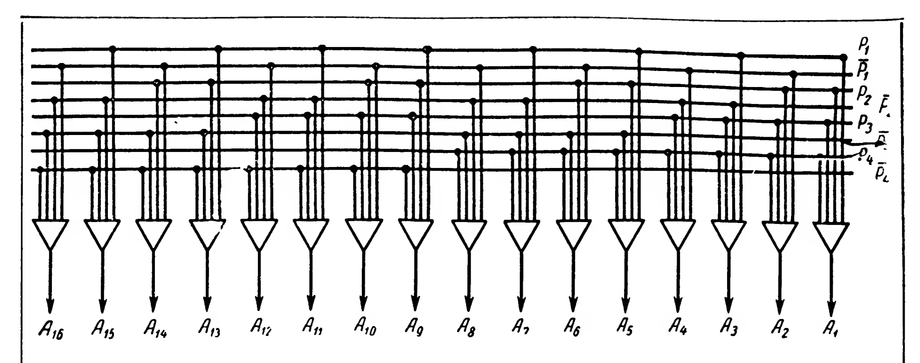
p_1	0	1	0	1
p_2	0	0	1	1
A_0	1	0	0	0
A_1	0	1	0	0
A_2	0	0	1	0
A_3	0	0	0	1

К шине A_2 подключены диоды D_5, D_6, из которых D_5 проводит ток; следовательно, шина A_2 находится под низким потенциалом (код «0»).

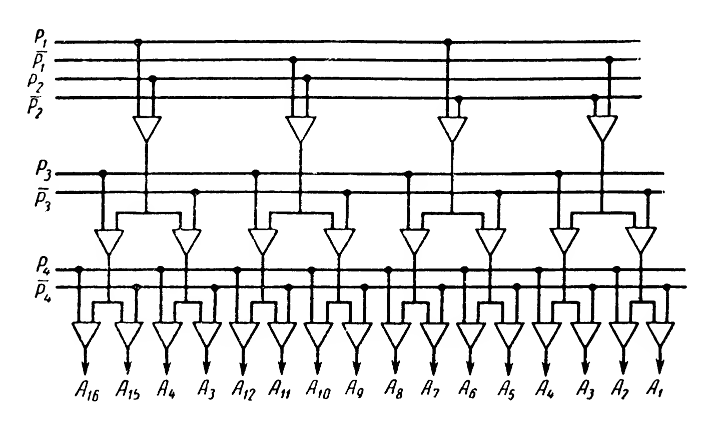
К шине A_3 подключены диоды D_7, D_8, оба диода проводят ток, и шина A_3 находится под низким потенциалом (код «0»).

При подаче кодов 1 0,0 1,1 1 высокие потенциалы будут устанавливаться соответственно только на шинах A_1, A_2, A_3. Если для избирательной схемы на два входа имеет место один единственный вариант матрицы, то с увеличением числа входов количество вариантов возрастает; так, избирательная схема на четыре входа имеет пять вариантов матрицы, а избирательная схема на пять входов имеет уже 12 вариантов. Значительный интерес представляет выбор экономически выгодного варианта схем, т. е. с наименьшим количеством диодов. С этой точки зрения рассмотрим наиболее характерные и представляющие интерес своим построением варианты избирательных схем: прямоугольную схему (фиг. XXII. 104), пирамидальную схему (фиг. XXII. 105), многоступенчатую схему (фиг. XXII. 106).

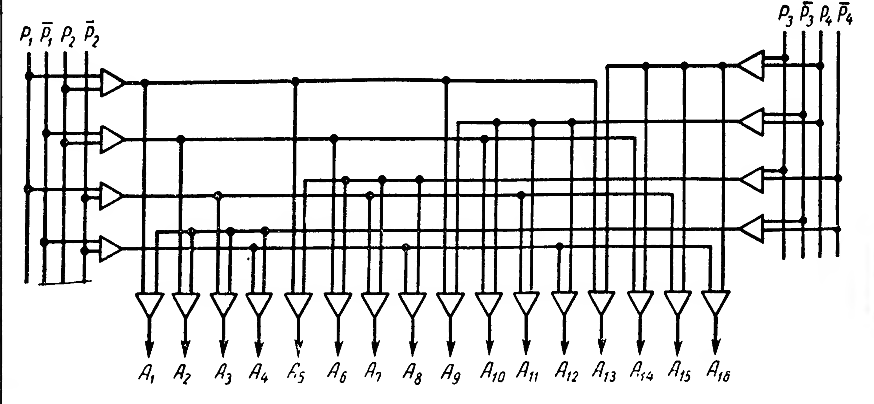
Поскольку в каждой избирательной схеме число выходов равно $m = 2^n$, то очевидно, что в прямоугольной схеме количество необходи-



Фиг. XXII. 104. Структурная схема избирательной прямоугольной схемы на четыре входа.



Фиг. XXII. 105. Структурная схема пирамидальной избирательной схемы.



Фиг. XXII. 106. Структурная схема двухступенчатой избирательной схемы на четыре входа.

мых диодов равно $D = n2^n$, так как к каждой выходной шине подключается при помощи одного диода одна из каждой пары входных шин. Рассматриваемая избирательная схема называется прямоугольной, так как входные и выходные шины образуют прямоугольную матрицу.

Пирамидальная схема (фиг. XXII. 105) представляет собой пирамиду из схем совпадения. В пирамидальной схеме первые два входа объединены при помощи прямоугольной матрицы, т. е. требуют $D = 2 \cdot 2^2 = 8$ диодов. С увеличением числа входов к 8 диодам прибавляется слагаемое 2^{i+1}, где i — порядковый номер входа.

Необходимое количество диодов будет равно сумме геометрической прогрессии: $D = 8\ (2^{n-1} - 1)$. По своей структуре (см. фиг. XXII. 105) пирамидальная схема имеет $n - 1$ ступеней в отличие от прямоугольной, которая является одноступенчатой, т. е. нагрузочный ток в наихудшем случае проходит через $n-1$ диодов, в то время как в прямоугольной схеме проходит через один диод.

Наиболее экономичный тип избирательной схемы представляет многоступенчатая схема. Количество входов разбивается на две группы, причем при делении на группы необходимо равномерно распределять в каждой группе количество входов, а именно: если n четное, то в каждой группе число входов должно быть $\frac{n}{2}$, если же n нечетное, то выбираются группы с $\frac{n+1}{2}$ и $\frac{n-1}{2}$ количеством входов. Подобное разбиение производится до тех пор, пока в каждой останется не более трех входов.

В многоступенчатой схеме количество ступеней меньше, чем $n - 1$, и зависит от числа входов. Общее число диодов (см. табл. XXII. 11), необходимых для построения избирательной схемы, равно (для n нечетное)

$$D_n = D\frac{n+1}{2} + D\frac{n-1}{2} + 2^{n+1}.$$

Таблица XXII. 11

Общее число диодов для избирательных схем

Число входов	Число выходов	Прямоугольная схема		Пирамидальная схема		Многоступенчатая схема	
		Количество ступеней	Количество диодов	Количество ступеней	Количество диодов	Количество ступеней	Количество диодов
2	4	1	8	1	8	1	8
3	8	1	24	2	24	1	24
4	16	1	64	3	56	2	48
5	32	1	160	4	120	2	96
6	64	1	384	5	248	2	176
7	128	1	896	6	504	3	328
8	256	1	2048	7	1016	3	608
9	512	1	4608	8	2040	3	1168
10	1024	1	10240	9	4088	3	2240

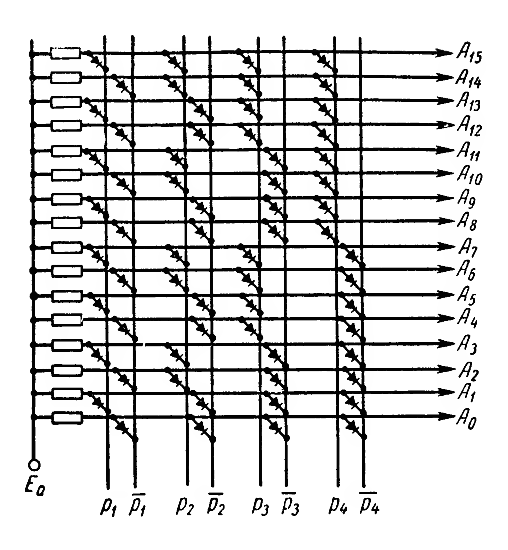
Если число n четное, то

$$D_n = 2D_{\frac{n}{2}} + 2^{n+1},$$

где $D_{\frac{n}{2}}$, $D_{\frac{n+1}{2}}$, $D_{\frac{n-1}{2}}$ — количество диодов в группах.

В зависимости от количества входов избирательные схемы с числом входов $\frac{n+1}{2}$, $\frac{n-1}{2}$, $\frac{n}{2}$ могут быть вновь разбиты на группы.

Таблица XXII. 11 показывает, что наиболее экономичной схемой является многоступенчатая, однако необходимо учесть, что в ряде случаев при использовании уже трех ступеней необходимо бывает между ступенями устанавливать усилители. На фиг. XXII. 107, 108 и 109 приведены принципиальные схемы прямоугольной, пирамидальной и двухступенчатой избирательных схем на четыре входа.

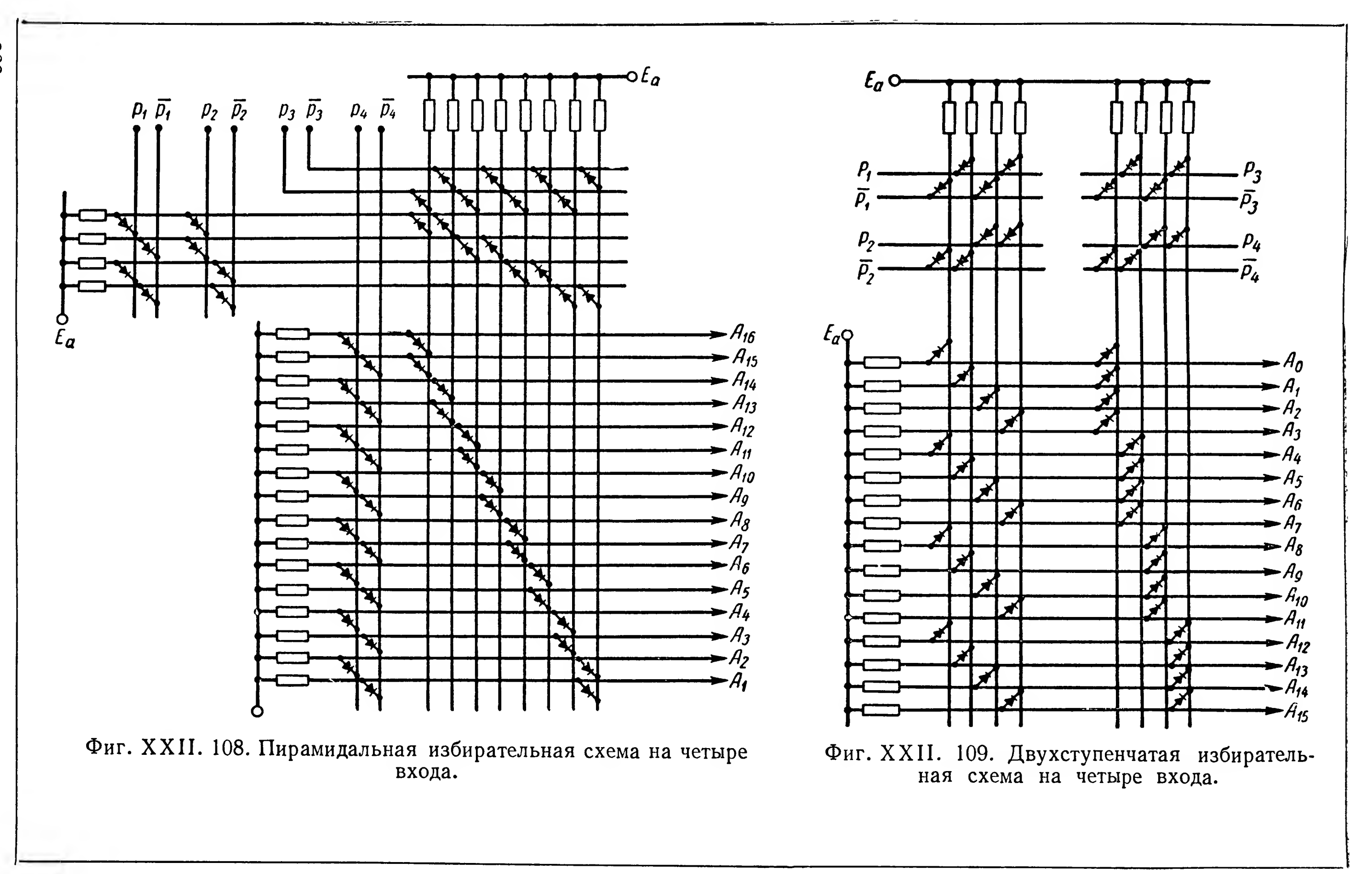


Фиг. XXII. 107. Прямоугольная избирательная схема на четыре входа.

10. СДВИГАТЕЛЬ

При выполнении математических и логических операций часто бывает необходимо сдвигать код числа вправо или влево. Сдвиг необходим при умножении и делении, при сложении и вычитании чисел в машинах с плавающей запятой и т. д. Сдвиг кода числа может быть осуществлен либо с помощью сдвигающего регистра, либо с помощью комбинационного сдвигателя, представляющего собой многопозиционную схему (фиг. XXII. 110). Схема сдвигателя представляет собой определенную комбинацию схем совпадения и собирательных схем. Схема работает с отрицательными сигналами и реализует следующую логику:

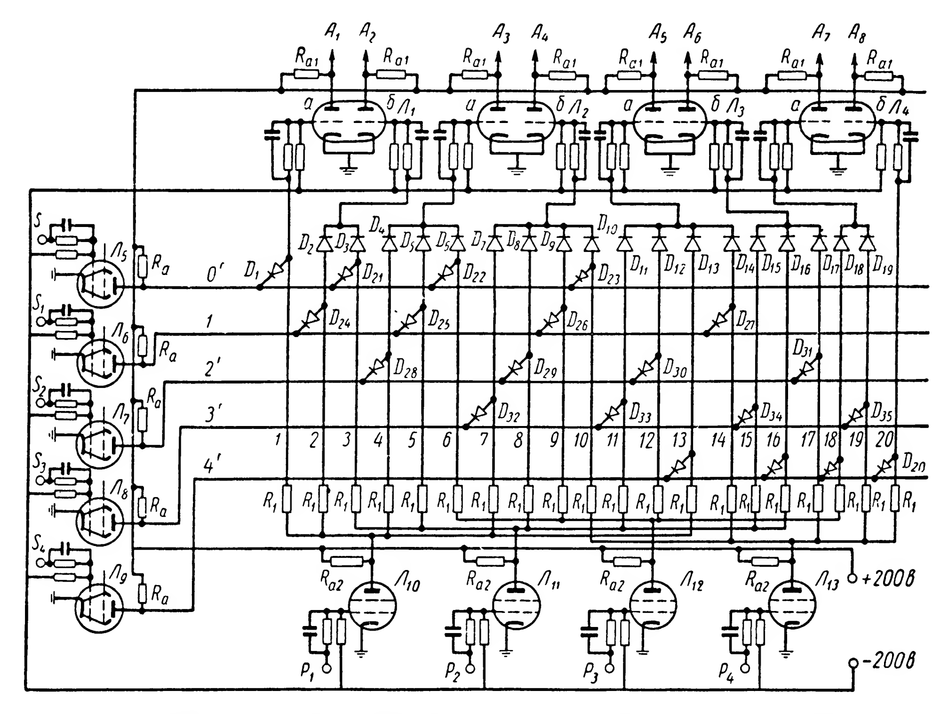
$$A_1 = s_0p_1;$$
$$A_2 = s_0p_2 + s_1p_1;$$
$$A_3 = s_0p_3 + s_1p_2 + s_2p_1;$$
$$A_4 = s_0p_4 + s_1p_3 + s_2p_2 + s_3p_1;$$
$$A_5 = s_1p_4 + s_2p_3 + s_3p_2 + s_4p_1;$$
$$A_6 = s_2p_4 + s_3p_3 + s_4p_2;$$
$$A_7 = s_3p_4 + s_4p_3;$$
$$A_8 = s_4p_4.$$



Фиг. XXII. 108. Пирамидальная избирательная схема на четыре входа.

Фиг. XXII. 109. Двухступенчатая избирательная схема на четыре входа.

Рассмотрим два случая работы комбинационного сдвигателя. В первом случае пусть код 1010, поданный на входы P_1, P_2, P_3, P_4 схемы, необходимо передать без сдвига на выходы A_1, A_2, A_3, A_4. В этом случае подается отрицательный управляющий сигнал на вход S_0. В результате этого на горизонтальной шине 0′ установится высокий потенциал $U_в$; диоды D_1, D_{21}, D_{22}, D_{23} будут заперты и на сетки ламп $Л_{1a}$ и $Л_{2a}$ будут переданы напряжения, установившиеся на вер-



Фиг. XXII. 110. Схема сдвигателя на четыре входа и четыре выхода.

тикальных шинах *1*, *3*, *6* и *10*. Так как на входе сдвигателя установлен код 1010 (т. е. $p_1 = 1$, $p_2 = 0$, $p_3 = 1$, $p_4 = 0$), то высокий уровень $U_в$ будет только на анодах ламп $Л_{10}$ и $Л_{12}$ и соответствующих вертикальных шинах *1* и *6*. Левая половина лампы $Л_1$ и левая половина лампы $Л_2$ будут открыты, и на выходах A_1 и A_3 выдается отрицательный сигнал. При этом заметим, что хотя к анодам ламп $Л_{10}$ и $Л_{12}$, на которых установился высокий потенциал $U_в$, также подключены вертикальные шины *1*, *2*, *4*, *7*, *13* и *9*, *12*, *15*, *18* соответственно, потенциал их будет низкий $U_н$, так как они шунтируются через соответствующие диоды и управляющие лампы $Л_6$—$Л_9$.

Во втором случае пусть код 1010, установленный на входах P_1, P_2, P_3, P_4, следует сдвинуть на четыре разряда вправо, т. е. передать его на выходы A_5, A_6, A_7, A_8. В этом случае подается управляющий сигнал s_4. На аноде лампы $Л_9$ и шине *4′* устанавливается высокий

потенциал $U_в$. При этом диоды D_{36}, D_{37}, D_{38}, D_{20} запираются и потенциалы, установившиеся на вертикальных шинах *13*, *16*, *18*, *20*, передаются на сетки ламп $Л_3$ и $Л_4$. Так как высокий потенциал $U_в$ устанавливается только на вертикальных шинах *13* и *18*, то низкий потенциал $U_н$ («1») появится только на выходах A_5 и A_7, что соответствует логике работы сдвигателя.

Комбинационный сдвигатель может выполняться как с прямоугольной матрицей, так и с многоступенчатой (по аналогии с многоступенчатыми избирательными схемами, где предусматривается грубый и точный сдвиг).

В приведенной схеме сопротивления R выбираются по допустимому току через диоды, соединенные с вертикальными шинами. Сопротивления R_a лампы $Л_{10}$—$Л_{13}$ выбираются из условия обеспечения максимального перепада и требуемого фронта импульса. Лампы $Л_5$—$Л_9$ выбираются из максимально допустимого анодного тока. Анодный ток равен суммарному току, протекающему через четыре диода, соединенные с данной горизонтальной шиной, и току через сопротивление R_a.

Следует заметить, что при большом числе входов схема не обеспечивает высокого быстродействия, так как сказывается влияние обратного сопротивления диодов и увеличение паразитной емкости цепей.

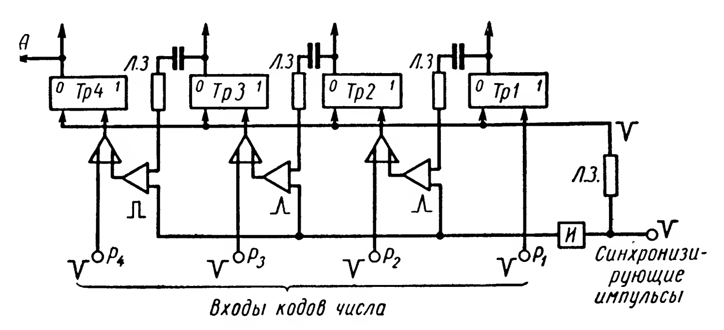
11. РЕГИСТРЫ

Различают статические регистры и регистры сдвига. Статические регистры представляют собой некоторый буферный накопитель, состоящий из накопительных ячеек, на входах и выходах которых расположены цепочки клапанов, управляющие приемом и передачей информации. Регистры сдвига представляют собой более сложные устройства, которые осуществляют поразрядный сдвиг полученной информации влево или вправо, в зависимости от управляющих сигналов. Необходимость в сдвиге чисел возникает при выполнении нормализации числа, умножения, деления; кроме того, сдвиг числа позволяет параллельный код числа переводить в последовательный, т. е. распределенный во времени в соответствии с синхронизирующими импульсами, либо последовательный код числа переводить в параллельный.

В зависимости от используемых физических элементов и принципов сдвига меняется и сама схема сдвигающего регистра, и способ управления сдвигом (однотактная, двухтактная, трехтактная), но тем не менее логика работы остается прежней — поразрядный сдвиг числа. Рассмотрим некоторые характерные схемы сдвигающих регистров.

Регистр сдвига на статических триггерах. В исходном состоянии триггерные ячейки регистра сдвига установлены в положении кода 0 (фиг. XXII. 111). При наличии кодового импульса на входе первой триггерной ячейки *Тр*1 перебрасывается из положения кода 0 в положение кода 1. Сдвинутый синхронизирующий импульс поступает

на входы 0 триггерных ячеек и устанавливает их в положение кода «0». Триггер *Тр1*, находящийся в положении кода «1», перебросится в положение кода «0» и через линию задержки, равную времени установления переходных процессов в триггере, пошлет широкий дифференцированный импульс подготовки на клапан сдвига. На клапан сдвига одновременно с подготовляющим импульсом поступает следующий синхронизирующий импульс. Клапан сдвига выдает на вход 1 следующей триггерной ячейки *Тр2* импульс, перебрасывающий триггер *Тр2* из положения кода «0» в положение кода «1». Таким образом код 1 перемещается на один разряд влево. Поскольку широкий дифференцированный импульс подготовки выдается только



Фиг. XXII. 111. Структурная схема регистра сдвига на статических триггерах.

на входы тех клапанов сдвига, которые стоят на разряд левее от срабатывающих триггерных ячеек, то импульс сдвига имеет место только в этих разрядах.

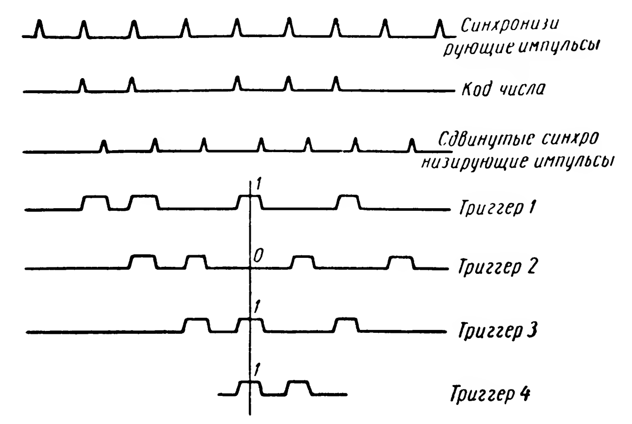
Если же первая триггерная ячейка *Тр1* находилась в положении код «0», т. е. кодовый импульс отсутствовал, то импульса переноса в соседнем разряде не будет и следующая триггерная ячейка *Тр2* под действием сдвинутого синхронизирующего импульса не изменит своего положения, т. е. останется в положении кода «0», что соответствует сдвигу кода «0» на один разряд влево.

Таким образом, по мере поступления синхронизирующих импульсов код числа сдвигается влево (фиг. XXII. 112).

Регистр сдвига на динамических триггерах. Рассмотрим два типа регистров сдвига на динамических триггерах. Для первого случая пусть в регистре сдвига каждый разряд построен на одной триггерной ячейке. В исходном состоянии (фиг. XXII. 113) этого регистра сдвига все триггерные ячейки находятся в положении «0», т. е. синхронизирующие импульсы не проходят через лампы. Если на вход какой-либо триггерной ячейки поступил сигнал, допустим, на *Тр1*, то лампа открывается и на выходе триггерной ячейки *Тр1* появляются синхронизирующие импульсы, т. е. *Тр1* находится в положении код «1».

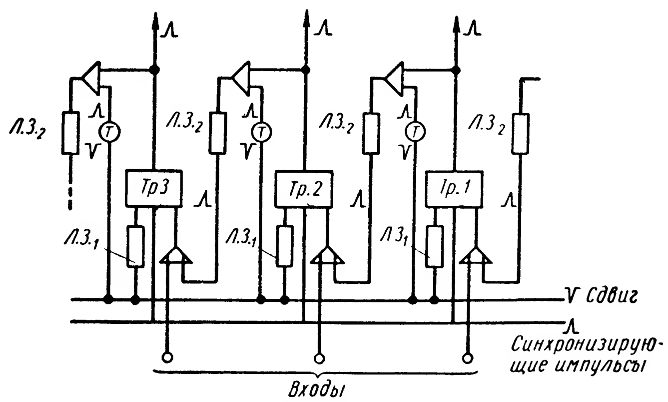
Сдвигающие импульсы через инвертирующий трансформатор поступают на вход схем совпадения. Так как триггер *Тр1* находится в положении кода «*1*», то сигналы проходят через схемы совпа-

дения, управляемый триггером *Тр1*. Эти же самые импульсы сдвига через линию задержки *Л. З.*$_1$ поступают на вход «0» триггеров регистра, перебрасывая триггеры в положение кода «0». Сигналы схемы совпадения, задержанные в линии задержки *Л. З.*$_2$, поступают на



Фиг. XXII. 112. Временная диаграмма регистра при сдвиге, последовательно поступающего на первую триггерную ячейку кода числа 101:011.

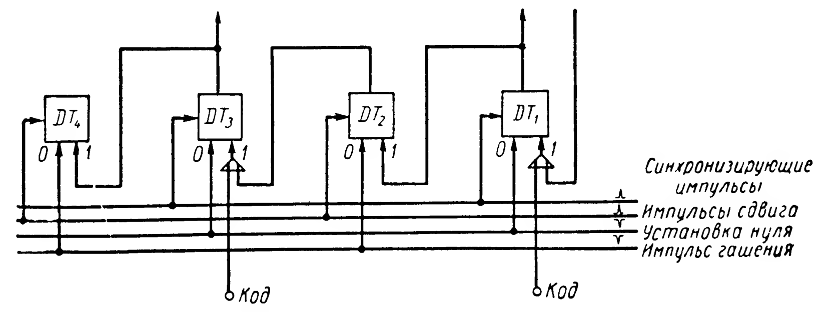
вход «1» триггера *Тр2* и перебрасывают его в положение кода «1». Так как импульсы с выходов триггерных ячеек подаются только на схемы совпадения, стоящие на разряд левее от открытой лампы, то



Фиг. XXII. 113. Сдвигающий регистр на динамических триггерах.

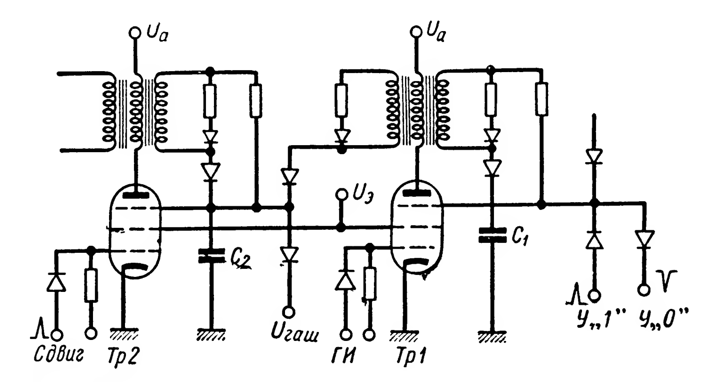
импульсы сдвига поступают на входы «1» триггерных ячеек, которые находятся левее открытых ламп. Если же предыдущий триггер до сдвига находился в положении кода «0», то на выходе схемы совпадения, при поступлении сдвигающих импульсов, импульс сдвига не выработается и последующая триггерная ячейка останется в положении кода «0». Для второго случая пусть в регистре сдвига каждый разряд построен на двух триггерных ячейках.

Особенностью последних регистров является использование в каждом разряде регистра двух триггерных ячеек, одна из которых используется для запоминания, вторая — для переноса. Введение в разряд регистра дополнительной триггерной ячейки позволяет обойтись без линий задержек и схем совпадения (фиг. XXII. 114). Триггеры DT_1 и DT_3 (фиг. XXII. 114) — запоминающие, триггеры



Фиг. XXII. 114. Структурная схема сдвигающего регистра.

DT_2 и DT_4 — переноса. В исходном состоянии все триггерные ячейки (фиг. XXII. 115) находятся в положении кода «0», т. е. все лампы заперты. На кодовые входы запоминающих триггеров (нечетные триггеры) подается код числа. Ввиду того, что динамический триггер

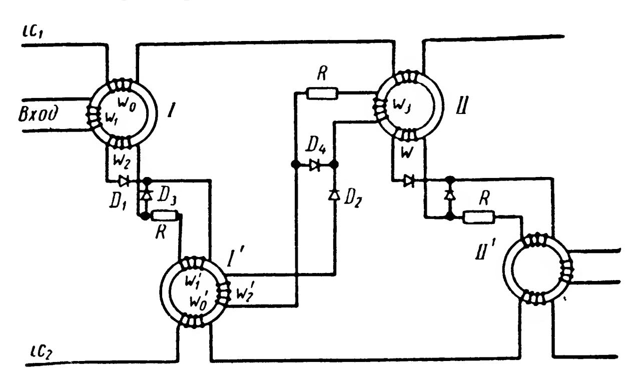


Фиг. XXII. 115. Ячейка сдвигающего регистра, состоящая из двух динамических триггеров.

представляет собой накопительную ячейку, в которой циркулирует хранимая информация, те лампы, на входы которых поступил код 1, открываются по третьей сетке и синхронизирующие импульсы проходят через лампу и восстанавливают заряд основной емкости C_1; тем самым они будут поддерживать лампу в открытом состоянии. Кроме того, будет заряжаться емкость C_2 сеточной цепи лампы переноса. Каждый последующий синхронизирующий импульс будет восстанавливать заряды этих емкостей (C_1 и C_2).

В тех же разрядах регистра, куда поступил код «0», т. е. где лампы по третьей сетке остались запертыми, синхронизирующие импульсы через лампу не пройдут.

При поступлении сигнала установки «0», разряжающего емкость C_1, триггер *Тр1* перебросится из положения кода «1» в положение кода «0». Так как емкость C_2 в сеточной цепи лампы переноса продолжает еще некоторое время оставаться заряженной, то следующий за импульсом установки «0» импульс сдвига пройдет через лампу *Тр2* и перебросит триггер *Тр3* из положения кода «0» в положение кода «1». Цикл сдвига на один разряд заканчивается импульсом гашения, который разряжает емкость C_2.



Фиг. XXII. 116. Схема двухтактного регистра.

Очевидно, что в разряде, где был установлен код «0», емкость C_2 в сеточной цепи лампы переноса не будет заряжена, импульс сдвига через лампу переноса не пройдет и в следующем за ним разряде не вызовет переброса из положения кода «0» в положение кода «1», т. е. этот разряд останется в положении кода «0».

Магнитные сдвигающие регистры. При описании совпадения и собирательных схем была приведена схема однотактного сдвигающего регистра, на котором строится ряд логических элементов. В рассмотренной схеме задержка осуществляется цепочкой RC; возможен вариант с использованием искусственной линии задержки. Последняя схема более надежна. Кроме указанной схемы, имеются двухтактные и трехтактные сдвигающие регистры.

Не останавливаясь на трехтактной схеме, требующей для реализации одного разряда сдвигающего регистра трех ферритовых сердечников, рассмотрим достаточно широко распространенный двухтактный регистр (фиг. XXII. 116). В исходном положении все сердечники находятся в состоянии B_r, что соответствует коду «0».

Если в этом состоянии подать отрицательные импульсы тока i_{c_1} и i_{c_2}, то никаких изменений в схеме не произойдет. При поступлении единицы на вход первого разряда положительный импульс в обмотке w_1 переведет сердечник *I* из положения кода «0» в положение кода «1» ($+B_r$). Импульс тока i_{c_1} переведет сердечник *I*

из положения «1» в положение «0», что вызовет изменение потока в сердечнике I и наведет э. д. с. в обмотке w_2. Диод D_1 откроется, ток потечет через обмотку w_1' и переведет сердечник I' из положения «0» в положение «1».

Сдвигающий импульс тока i_{c_2} вернет сердечник I' в положение кода «0», что вызовет изменение магнитного потока в сердечнике I', наведет э. д. с. в обмотке w_2', диод D_2 откроется, ток в обмотке w_3 переведет сердечник II из положения кода «0» в положение кода «1». Таким образом, за два такта следования синхронизирующих импульсов произойдет сдвиг на один разряд. При переходе сердечника I' из положения «1» в положение 0» э. д. с. наводится и в обмотке w_1'. Чтобы избежать нежелательного переброса сердечника I из положения «0» в положение «1», обмотка w_1' замыкается через диод D_3 и сопротивление R. Таким же образом, чтобы избежать влияния сердечника II на сердечник I', обмотка w_3 (II) замыкается через диод D_4 и сопротивление R, при переходе сердечника II из положения «1» в положение «0».

Хотя в однотактной схеме и используется один сдвигающий импульс на передачу сигнала с разряда на разряд, в то время как в двухтактной схеме используется два, однако заметного увеличения скорости работы в последнем случае не наблюдается, так как при передаче данные задерживаются на время прохождения импульса сдвига. Следует отдать предпочтение двухтактной схеме сдвигающего регистра по сравнению с однотактной. В однотактных схемах с линией задержки трудно исключать обратное течение информации ввиду изменения величины нагрузки, на которую работает линия задержки, при переходе сердечника из одного состояния в другое.

Регистры сдвига на ферритовых сердечниках обладают всеми преимуществами и недостатками, свойственными цепям, построенным на ферритах.

К преимуществам регистров сдвига следует отнести долговечность, отсутствие электронных ламп, надежность в работе, большую механическую прочность, малый габарит, вес; к их недостаткам — сравнительно низкую частоту работы (до 350 *кгц*), хотя имеются сообщения о схемах, работающих на частоте до 1 *мггц*.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бонч-Бруевич А. М., Применение электронных ламп в экспериментальной физике, Гостехтеоретиздат, 1956.

2. Быстродействующие вычислительные машины, перевод с английского под редакцией Д. Ю. Панова, ИЛ, 1952.

3. Вассèр Ж. П., Схемы на полупроводниковых приборах, перевод с французского под редакцией А. Я. Федорова, «Советское радио», 1956.

4. Вычислительная техника, сборник статей под редакцией Б. В. Анисимова, Оборонгиз, 1955.

5. Гильберт Д. и Аккерман В., Основы теоретической логики, ИЛ, 1947.

6. Головистиков П. П., Схемы, построенные на динамических триггерах, Труды конференции «Пути развития советского математического приборостроения», 12—17 марта 1956, ВИНИТИ, 1958.

7. Зимин В. А., Быстродействующая электронная счетная машина АН СССР, часть V. Стандартные элементы БЭСМ, Издательство АН СССР, 1952.
8. Зимин В. А., Логические схемы на импульсных трансформаторах и полупроводниковых диодах, труды конференции «Пути развития советского математического приборостроения», 12—17 марта 1956, ВИНИТИ, 1958.
9. Лебедев С. А., Быстродействующая электронная счетная машина АН СССР, часть 11. Методика проведения операций, Изд. АН СССР, 1952.
10. Лебедев С. А., Быстродействующая электронная счетная машина АН СССР, часть 1, Общее описание машины, Изд. АН СССР, 1952.
11. Майоров Ф. В., Электронные регуляторы, Гостехтеоретиздат, 1956.
12. Вычислительные машины (Сеак и Дисеак) национального бюро стандартов США, перевод с английского под редакцией В. М. Тарасевича, Машгиз, 1958.
13. Синтез электронных вычислительных и управляющих схем, перевод с английского под редакцией В. И. Шестакова, ИЛ, 1954.
14. Robert Serrell, Elements of Boolean Algebra for the Study of Information — Handling Systems, Proc., IRE, vol. 41, № 10, 1953, pp. 1366—1380.
15. Bruce G. D., Logue J. C., An Experimental Transistorized Calculator, Electrical Engineering, vol. 74, № 12, 1955, pp. 1044—1048.
16. B. Moffat, Saturable Transforms as Gates Electronics, vol. 27, № 9, 1954, pp. 174—176.
17. Серия статей, посвященных вычислительной технике. Proc. IRE, vol. 41, № 10, 1953.
18. Chaplin G.B., The Transistor Regenerative Amplifier as Computer Element, IEE, Proc. vol. 101, part. III, September 1954, p. 298.
19. Wanlass C. L., Transistor Circuitry for Digital Computers. Trans IRE on Electronic Computers, vol. EC-4, № 1, march 1955, pp. 11—16.
20. Beter R. H., Bradly W. E., Brown R. B., Rubinoff M., Directly Coupled Transistor Circuits, Electronics, № 6, 1955, pp. 132—136.
21. Gott E., High-Speed Counter Uses Surface-Barrier Transistor, Electronics, march 1956, pp. 174—178.
22. Maynard F. B., Binary Adder Tube for High-Speed Computers, Electronics, № 9, 1955, pp. 161—163.
23. Brown D. R., Rochester N., Rectifier Networks for Multiposition Proc. Switching, IRE, vol. 37, № 2, 1949.
24. Kodis R. D., Ruhmann S., Woo W. D., Magnetic Shift Register Using One Core per Bit, Convention IRE, part VII, Electronic Computers 1953, pp. 38—42.
25. Hayhes M. L., Magnetic Cores as Elements of Digital Computing Systems, Tech. Report University of Illinois Urbana III, August 28, 1950.
26. Boker R. H., Lebow I. L., McMahon R. E., Transistor Shift Registers, Proc. IRE, vol. 42, № 7 1954, pp. 1152—1159.
27. Cuterman, Kodis P., Ruhman, Logical and Control Functions Performed with Magnetic Cores. Proc. IRE, vol. 43, march 1955, p. 291.

ГЛАВА XXIII

ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Для хранения (запоминания) программы решения задачи, исходных данных, промежуточных и окончательных результатов вычислений, а также для согласования скоростей работы различных устройств вычислительной машины служат специальные устройства, которые носят название *запоминающих устройств*.

В различных вычислительных машинах в зависимости от назначения машины и ее особенностей состав запоминающих устройств будет различным. Тем не менее для характеристики любого запоминающего устройства могут быть приняты следующие параметры.

Емкость — число данных, которое можно одновременно разместить в запоминающем устройстве.

Время выборки $T_{выб}$ — время, необходимое для извлечения данных из запоминающего устройства,

$$T_{выб} = t_{ож} + t_{счит},$$

где $t_{ож}$ — время ожидания — представляет собой время, необходимое для отыскания требуемой ячейки запоминания;

$t_{счит}$ — время считывания — время, необходимое для получения сигнала достаточной величины, от которого надежно срабатывают воспринимающие элементы.

Время записи $T_з$ — время, необходимое для записи данных в запоминающем устройстве,

$$T_з = t_{ож} + t_{фикс},$$

где $t_{ож}$ — время ожидания.

$t_{фикс}$ — время фиксации кода — время, необходимое для фиксирования числа в ячейке запоминания.

Основание системы счисления характеризуется числом устойчивых состояний запоминающей среды.

В современных вычислительных машинах используются ячейки накопления, обладающие двумя или тремя устойчивыми состояниями. Запись по трем уровням позволяет обеспечить контроль записанных данных, однако осуществление записи по трем уровням требует дополнительного оборудования.

Кроме перечисленных параметров запоминающих устройств, все они должны обладать высокой надежностью, так как сбой в работе запоминающего устройства приводит к появлению ошибок в решении всей задачи или ее части.

1. КЛАССИФИКАЦИЯ ЗАПОМИНАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Запоминающие устройства разделяются по отношению данных к запоминающей среде, по характеру выборки заданной ячейки, по кратности записи и по времени хранения данных без восстановления.

По отношению данных к запоминающей среде запоминающие устройства подразделяются на статические и динамические.

Статические запоминающие устройства характеризуются тем, что данные фиксируются по отношению к запоминающей среде (запоминающие устройства на ферритах, на магнитном барабане, на электронно-лучевых трубках и др.). Динамические запоминающие устройства характеризуются тем, что данные находятся в периодическом движении по отношению к запоминающей среде (запоминающее устройство на линиях задержки).

По характеру выборки заданной ячейки запоминающие устройства подразделяются на периодические и непериодические.

К периодическим запоминающим устройствам относятся все динамические и часть статических. Периодические запоминающие устройства характеризуются тем, что данные через определенный промежуток времени циклически считываются (магнитный барабан, линия задержки, магнитный сдвигающий регистр).

Время выборки периодических запоминающих устройств непостоянно и зависит от адреса ячейки (под адресом ячейки понимают условный код, приписываемой данной ячейке запоминания, по которому фиксируется ее положение в запоминающей среде).

Время выборки непериодических запоминающих устройств относительно постоянно (запоминающие устройства на ферритах матричного типа, на электронно-лучевых трубках и др.) и зависит только от времени переключения коммутирующих цепей.

По кратности записи запоминающие устройства подразделяются на стирающиеся и нестирающиеся.

Стирающиеся запоминающие устройства характеризуются тем, что ранее записанные данные можно уничтожить и в те же ячейки записать новые (запоминающие устройства на магнитном барабане, на ферритах и др.).

В нестирающихся запоминающих устройствах записанные данные уничтожить нельзя, и никаких других данных в занятые ячейки записать нельзя (запоминающее устройство на перфолентах, перфокартах, фотолентах).

По времени хранения данных без восстановления запоминающие устройства подразделяются на кратковременные и долговременные.

Кратковременные запоминающие устройства требуют периодического восстановления записанного сигнала (запоминающие устройства на электронно-лучевых трубках, на линиях задержки и др.),

а долговременные характеризуются тем, что данные сохраняются неизменными даже после того, как отключено питание (магнитный барабан, ферриты).

В некоторых случаях требуется, чтобы запоминающее устройство имело достаточно большую емкость, малое время выборки, небольшие габариты, было экономичным и вполне надежным.

В настоящее время запоминающее устройство, одновременно удовлетворяющее всем этим требованиям, еще не создано. Поэтому в универсальной вычислительной машине обычно имеется несколько запоминающих устройств.

В такой машине имеется быстродействующее запоминающее устройство, или, как его часто называют, оперативное запоминающее устройство, которое работает в непосредственной связи с арифметическим устройством машины и во многом определяет число операций, выполняемых вычислительной машиной за единицу времени. Поэтому оперативное запоминающее устройство стараются сделать таким, чтобы оно не снижало скорость работы арифметического устройства. При этом оно должно иметь достаточную емкость, чтобы по возможности меньше обращаться к внешним накопителям. Оперативное запоминающее устройство должно быть стирающимся.

Кроме того, в машине имеется внешнее запоминающее устройство, предназначенное для записи всей задачи. Емкость внешнего запоминающего устройства значительно больше емкости оперативного запоминающего устройства, но быстродействие его меньше. Обычно данные во внешнем запоминающем устройстве записываются группами; это позволяет при передаче их в оперативное запоминающее устройство сократить время обращения к внешнему запоминающему устройству и тем самым увеличить скорость решения задачи.

И, наконец, в универсальной машине содержится постоянное запоминающее устройство, которое предусматривается для того, чтобы разгрузить оперативное запоминающее устройство от ряда часто повторяющихся команд и данных. использующихся при решении задачи.

Постоянное запоминающее устройство, обычно нестирающееся, может только выдавать записанные в нем данные.

К числу данных, которые фиксируются в постоянном запоминающем устройстве, относятся ряд часто используемых стандартных программ и константы (перевод из одной системы счисления в другую, вычисление простейших функций и ряд других).

Постоянное запоминающее устройство работает непосредственно с арифметическим устройством машины и поэтому должно обладать таким же высоким быстродействием, что и оперативное запоминающее устройство.

Для того чтобы зафиксировать данные, необходимо иметь ячейку запоминания, обладающую рядом устойчивых состояний. Это может быть осуществлено различными путями. Ниже будут кратко рассмотрены наиболее распространенные способы накопления данных, применяемые в современных вычислительных машинах.

2. ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА НА ПЕРФОКАРТАХ И ПЕРФОЛЕНТАХ

Запоминающие устройства на перфокартах и перфолентах относятся к долговременному нестирающемуся статическому виду памяти. Ввиду того что в запоминающих устройствах такого типа используется ряд блоков, успешно применявшихся в течение многих лет в телеграфии и счетно-аналитической технике, удалось создать надежные системы. Запоминающее устройство на перфокарте и перфоленте наиболее часто используется как внешнее запоминающее устройство.

Данные размещаются на перфокарте или перфоленте в виде пробивок. Перфокарта пробивается в перфораторе. Наличие пробивки условно можно принять за «1», отсутствие ее — за «0». Пробивки желательно наносить в шахматном порядке, что значительно увеличивает механическую прочность перфокарт.

Могут использоваться как 45-, так и 80-колонные перфокарты. Данные с перфокарт считываются в основном контактным способом.

Следует отметить, что перфокарта может быть использована для постоянной памяти, если данные выбираются с помощью быстродействующей схемы. Запоминающее устройство такого типа, применяемое в машине БЭСМ, расширяет емкость оперативного запоминающего устройства. Емкость постоянной памяти БЭСМ составляет 126 тридцатидевятиразрядных кодов.

Данные выдаются параллельно, с частотой до 100 *кгц*. Такое высокое быстродействие необходимо в машине, так как блок постоянной памяти работает в непосредственном контакте с арифметическим устройством машины. В качестве носителя данных можно использовать телеграфную ленту шириной 17,5 *мм* как бумажную, так и целлулоидную. Пробивки наносятся стандартным телеграфным перфоратором (пять дорожек кода, одна дорожка синхронизации). Применяется также 35-миллиметровая кинолента, которая пробивается с помощью специального перфоратора. По ширине такой ленты размещается 11 дорожек. Считывание может производиться контактным, емкостным или фотоэлектрическим методом.

При считывании контактным методом можно достичь скорости до 20 строк в секунду. Емкостный способ позволяет считывать до 1200 строк в секунду.

Скорость считывания при фотоэлектрическом способе та же, что и при емкостном способе, и ограничивается лишь скоростью перемещения перфоленты.

3. ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА НА МАГНИТНОМ БАРАБАНЕ И МАГНИТНОЙ ЛЕНТЕ

Запоминающие устройства на магнитном барабане и магнитной ленте относятся к статическому долговременному стирающемуся виду запоминания. Для записи данных используются различные типы магнитоносителей, или, как их обычно называют, звуконосителей. В качестве звуконосителей может использоваться стальная проволока, пленка с основой из ацетилцеллюлозы или целофана, покрытая слоем магнитного материала, лента из искусственных смол,

содержащая в своей массе магнитное вещество и др. Стальная лента и стальная проволока очень неудобны в эксплуатации и изготовлении, однако такие ленты применяются, поскольку позволяют повысить скорость протягивания ленты.

Наиболее успешно используются для лент основы из немагнитных гибких материалов (бумага, пластмасса, целлюлоза) с нанесением на нее магнитных материалов. Получение хорошей характеристики в области высоких частот зависит от отношения коэрцитивной силы H_c звуконосителя к величине остаточного магнетизма B_r. Это отношение определяет величину удельного магнитного сопротивления материала.

Удельное магнитное сопротивление может быть увеличено применением ферромагнитного материала в виде тонкоразмельченного порошка, который равномерно распределяется в связующем веществе. Магнитное сопротивление такого материала возрастает благодаря наличию промежутков между отдельными частицами. Большое значение имеет связующее вещество. Необходимо, чтобы связь между магнитными частицами и основой была прочна, так как во многих случаях звуконоситель находится в непосредственном контакте с головками. В запоминающих устройствах применяются пленки шириной 6,5; 17,5; 35 и 125 *мм*.

Напряженность магнитного поля, необходимая для стирания данных с порошкообразных звуконосителей, равна 400—600 *э*, для стальной проволоки 100 *э*. При записи и стирании магнитный материал насыщается до состояния $+B_r$ или $-B_r$, т. е. такой способ обеспечивает два различных состояния запоминающей среды. Недостатком этого способа является наличие шумов, вызываемых неравномерностью распределения магнитного материала в звуконосителе, и невозможность контроля записанного сигнала. Способ этот прост, требует относительно меньшего количества оборудования и поэтому наиболее часто применяется.

Существует другой способ стирания — размагничивание звуконосителя переменным магнитным полем с уменьшающейся амплитудой. В этом случае после стирания состояние звуконосителя характеризуется индукцией B_r, равной нулю. Уровень шумов при этом значительно меньше, чем при стирании постоянным током.

Данные записываются записывающими головками. При подаче импульса в обмотку записывающей головки участок звуконосителя, находящийся вблизи рабочего зазора головки, намагничивается, и после снятия электромагнитного поля этот «отпечаток» сохраняется. Очень часто данные необходимо записывать с большой частотой, а следовательно, уменьшать размеры магнитных «отпечатков» на звуконосителе. При больших частотах сказывается эффект саморазмагничивания, заключающийся в ослаблении результирующего магнитного потока, создаваемого «отпечатком». Влияние саморазмагничивания может быть уменьшено увеличением скорости ленты (т. е. получение большего по длине «отпечатка»), а также уменьшением толщины магнитного материала (при этом уменьшается отношение толщины «отпечатка» к его длине).

Воспроизведение данных сводится к обнаружению магнитного отпечатка на звуконосителе с помощью головки воспроизведения. Форма выходного сигнала не обязательно должна повторять форму входного сигнала, как это происходит при звукозаписи. Важно лишь получить сигнал, по амплитуде достаточный для формирования его в последующих цепях. С увеличением скорости звуконосителя амплитуда воспроизводимого сигнала увеличивается. Чем ближе звуконоситель к рабочему зазору, тем больше воспроизводимый сигнал.

Запоминающее устройство на магнитной ленте. Для накопления данных используются магнитные ленты различной ширины. Так, 6-миллиметровая магнитная лента используется для трехдорожечной магнитной записи. Одна из дорожек является дорожкой синхронизации. Синхронизирующие импульсы записываются в виде непрерывной серии импульсов. Наличие синхронизирующего импульса указывает на то, что в строке располагаются кодовый или вспомогательный материал. Обычно при стирании данных с магнитной ленты уничтожаются и синхронизирующие импульсы. Дорожка кодовых импульсов предназначена для записи кода числа или команды. Дорожка импульса признака служит для нанесения специальных сигналов, например сигнала, указывающего на начало данных или начало группы данных и т. д. (фиг. XXIII, 1, *б*).

Импульсы признака предназначены для управления цепями выборки. Запоминающие устройства на узкой магнитной ленте обычно используются в качестве внешнего запоминающего устройства. Запоминающее устройство такого типа используется, например, в машине БЭСМ. Данные на ленте располагаются группами (до 100 групп).

Размещение материала группами позволяет уменьшить время передачи данных из внешнего запоминающего устройства в оперативное запоминающее устройство. Размер группы определяется емкостью оперативного запоминающего устройства, но может быть и несколько меньше. Плотность записи 8 *зн/мм*, емкость 10 000 кодов, скорость ленты 2 *м/сек*, частота 16 *кгц*.

Блок-схема системы воспроизведения данных в подобном запоминающем устройстве приведена на фиг. XXIII, 1, *а*. Предположим, что начало числового материала будет отмечаться на дорожке признака двумя импульсами с частотой, равной синхронизирующей. Коды чисел записываются группами; начало каждой группы отмечается одним сигналом на дорожке признака. В начальный момент все счетчики, регистры и триггеры сброшены. С приходом разрешающего сигнала S адрес группы передается на регистр $P_г$ и далее на схему сравнения.

В момент совпадения сигналов от головок *2* и *3* открывается схема совпадения *1* и импульс приходит на одновибратор (*ОВ*). Одновибратор выдает на выходе импульс длительностью немного более, чем период следования синхронизирующих импульсов, что необходимо для того, чтобы определить начало числового материала, с которого начинается счет групп.

Когда за первым импульсом с дорожки признака придет второй, то он пройдет через схему совпадения *2* и перебросит триггер *Тр*, который откроет по одному входу схемы совпадения *5*, а последняя по второму входу откроется от сигнала *1* с дорожки сигналов признака.

Сигналы с дорожки признаков через схему поступают на счетчик групп ($Сч_{гр}$), который считает число проходящих групп. В момент совпадения кода, установленного на регистре $Р_г$, с кодом $Сч_{гр}$ на выходе схемы сравнения (*Сх Ср*) выдается сигнал, который открывает по одному входу схемы совпадения *3* и *4*. Сигнал будет выдаваться все время, пока не изменится номер группы. Кодовые импульсы через схему совпадения *4* поступают на числовой вход сдвигающего регистра; на вход сдвига подаются немного задержанные синхронизирующие импульсы, которые проходят через схему совпадения *5*. Так, с приходом каждого синхронизирующего импульса число в сдвигающем регистре *Сд Рг* будет сдвигаться на один разряд вправо независимо от прихода кодового импульса.

Сдвигающие импульсы поступают также на счетчик разрядов ($Сч_{раз}$), в котором подсчитывается число разрядов поступающего кода. После прихода заданного числа разрядов, избирательная схема ИС выдает на цепочку клапанов сигнал передачи кода и через линию задержки ЛЗ сбрасывает сдвигающий регистр и счетчик разрядов. Таким образом, последовательно принятый код передается в машину параллельным способом. После окончания считывания данной группы задним фронтом сигнала схемы сравнения *Сх Ср* будут сброшены счетчик групп $Сч_{гр}$ и триггер *Тр*, а также закроются схемы совпадения *3*, *4*, *5*. Считывание новой группы будет производиться аналогичным путем, начиная с первой группы.

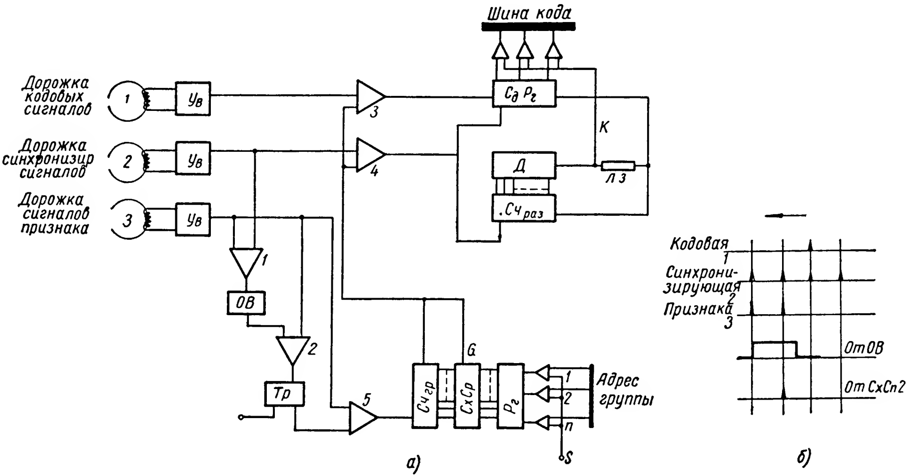
В качестве звуконосителей, как указывалось, может быть использована 35-миллиметровая магнитная лента. Эта лента удобна в эксплуатации. Запоминающие устройства, использующие 35-миллиметровую магнитную ленту, работают по параллельно-последовательному принципу, т. е. код числа или команды располагается в несколько строк. Число дорожек по ширине ленты может быть от 6 до 12.

В машине «Урал» используется запоминающее устройство на 35-миллиметровой магнитной ленте в качестве внешней памяти. Магнитная лента склеивается в кольцо. Материал размещается группами. Адрес участка ленты, отведенного для одной группы, перфорируется и считывается с помощью фотодиодов. Емкость ленты при максимальной длине 250 *мм* составляет 40 000 чисел. Количество чисел в группе 1024, скорость протягивания ленты 2 *м/сек.*, скорость записи и воспроизведения 4500 чисел в минуту.

Для увеличения скорости ввода данных и расширения емкости внешнего запоминающего устройства используется лента большей ширины. Так, изготовляется и применяется магнитная лента шириной 125 *мм*. При использовании такой ленты данные могут размещаться параллельно. При выполнении запоминающих устройств на широкой ленте возникает ряд трудностей конструктивного характера.

Так, затрудняется протягивание ленты без перекоса, обеспечение ее равномерного движения, сложность регулировки блока головок и т. д.

Размещение данных на широкой магнитной ленте может быть различным. Так как на магнитной ленте размещается не только основной материал, но и вспомогательный, материал, то целесообразно иметь сигналы, указывающие содержание строки. Так, сигнал на дорожке *1* может обозначать наличие основного материала (коды чисел или команд), а сигнал на дорожке *2* указывает на то, что в строке помещен вспомогательный материал, предназначенный для управления работой запоминающего устройства (адрес группы, различные признаки и др.). Код адреса записывается параллельно.



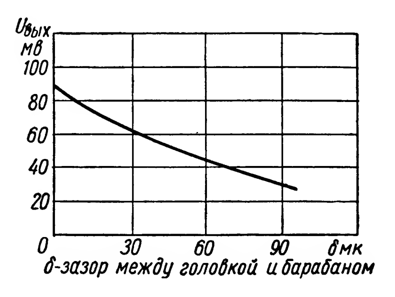
Фиг. XXIII. 1. Схема запоминающего устройства на магнитной ленте: *а* — блок-схема системы воспроизведения данных; *б* — размещение данных на магнитной ленте.

Данные размещаются группами. Могут быть предусмотрены также сигналы начала и окончания группы. Если лента движется с остановками, то наносятся сигналы пуска и остановки ленты.

В машине «Стрела» используется два внешних запоминающих устройства на широкой магнитной ленте. Емкость каждого из них 50 000 десятичных знаков при длине ленты 120 *м*. Ширина ленты 125 *мм*, толщина 60 *мк*, скорость движения ленты 0,5 *м/сек*, плотность записи 2 *зн/мм*, частота выдачи и записи данных 1000 *гц*.

Запоминающее устройство на магнитном барабане. Во многих машинах в качестве оперативного или промежуточного устройства используется запоминающее устройство на магнитном барабане. Запоминающее устройство на магнитном барабане относится к периодическим долговременным стирающимся запоминающим устройствам. Магнитный барабан представляет собой цилиндр из немагнитного материала, на поверхность которого наносится слой звуконосителя. Вращаемый от двигателя барабан может быть как с вертикальным, так и с горизонтальным расположением оси. Число оборотов

магнитного барабана равно 3000—9000 об/мин, но имеются сообщения о том, что применяются магнитные барабаны с числом оборотов до 100 000 в минуту. На расстоянии 30—50 *мк* от поверхности барабана располагается блок магнитных головок. Магнитные головки в таких запоминающих устройствах как записывают, так и воспроизводят сигналы. Это возможно потому, что высокие линейные скорости движения звуконосителя (до 100 *м/сек*) по отношению к магнитным головкам позволяют получать достаточную амплитуду воспроизводимого сигнала даже при сравнительно небольшом числе витков обмотки магнитной головки. (фиг. XXIII. 2). Следует отметить, что для получения воспроизводимых сигналов, достаточных по величине и по амплитуде, требуется постоянство зазора между головкой и звуконосителем.



Фиг. XXIII. 2. Зависимость амплитуды воспроизводимого сигнала от расстояния головки до звуконосителя для магнитной головки с рабочим зазором 40 *мк*.

Практически постоянства зазора достигнуть трудно, так как оно зависит от непрямолинейности рабочей поверхности барабана ($\delta_1 \approx 5$ *мк*,) неравномерности нанесенного на поверхность барабана слоя магнитного материала ($\delta_2 \approx 5$ *мк*), непрямолинейности рабочей поверхности блока головок ($\delta_3 \approx 3$ *мк*), биения в подшипниках ($\delta_4 \approx 3 \div 5$ *мк*) и эксцентриситета барабана ($\delta_5 \approx \approx 3 \div 5$ *мк*).

Чтобы уменьшить биение, цилиндрическую поверхность барабана следует обтачивать в собранном виде. Для того чтобы уменьшить вредное влияние неравномерности зазора между головкой и звуконосителем, величину зазора увеличивают до 20—30 *мк*. В этом случае относительное изменение зазора будет невелико и амплитуды воспроизводимых сигналов не будут существенно отличаться одна от другой, а амплитуда ложных сигналов будет значительно меньше. Магнитные головки собираются в виде блока, число головок в блоке зависит от принятой схемы запоминающего устройства.

Наличие высоких скоростей и малого зазора требует высокой жесткости конструкции барабана, поэтому станина для установки магнитного барабана делается массивной. Блок головок тщательно юстируется и укрепляется на станине с определенным зазором между головками и поверхностью барабана. При выполнении конструкции должна быть предусмотрена регулировка зазора, так как колебания температуры приводят к изменению его величины.

В некоторых устройствах используется система температурной компенсации, при которой постоянно замеряется величина зазора, и при уменьшении его включается цепь подогрева системы крепления блока головок. Применяется также регулировка зазора с помощью системы, реализующей эффект Бернулли. В этой системе головки крепятся таким образом, что возможно перемещение их только в ра-

диальном направлении. Воздушная пленка, которая образуется благодаря подаче в зазор воздуха под большим давлением, препятствует опусканию головки на поверхность барабана; в то же время эффект Бернулли не дает ей возможности отойти от барабана. В рабочем состоянии устанавливается определенный зазор, и при изменении его происходит «слежение» блока головок за поверхностью барабана, т. е. головки как бы плавают в воздухе.

Другой способ воздушной регулировки заключается в том, что используется определенная величина давления, при которой магнитная головка автоматически устанавливается с помощью пружины; если давление недостаточно, то головка отводится от барабана. В литературе сообщалось, что для барабана с диаметром 914 *мм* с биением по поверхности более 0,05 *мм* зазор между головками и барабаном поддерживался равным 10 *мк*. Изменения в считываемом сигнале не превышали 5%.

Размещение данных на магнитном барабане. Для управления устройствами записи-воспроизведения на магнитном барабане служат дорожки со специальными сигналами, т. е. дорожка синхронизирующих импульсов g_c. Угловое положение барабана определяется количеством считанных синхронизирующих импульсов. Начальное положение барабана определяется сигналом на нулевой дорожке g_0. Эти сигналы могут быть записаны как обычным путем, т. е. с помощью магнитных головок, так и нанесены механически. Плотность рисок (число их на единицу длины) определяется допустимой плотностью записи сигналов на магнитном барабане. Обычно плотность записи 2—4 зн/*мм*.

Коды чисел и команд могут располагаться на магнитном барабане параллельно, параллельно-последовательно, последовательно.

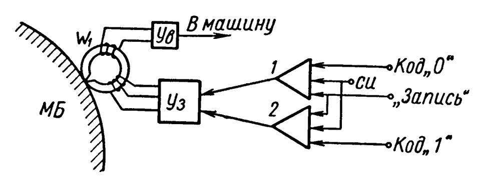
Стирание, запись и воспроизведение. Физические процессы, происходящие при стирании, записи и воспроизведении с магнитного барабана, в основном те же, что и на магнитной ленте. Однако подготовка звуконосителя (стирание) должна быть особенно тщательной, так как при высоких линейных скоростях звуконосителя значительно увеличивается величина ложных сигналов, т. е. уровень шумов при воспроизведении с магнитного барабана значительно больше, чем при воспроизведении с магнитной ленты. Применяется стирание как постоянным магнитным полем, так и переменным. При стирании постоянным магнитным полем уровень шумов больше, потому что магнитный материал распределен в поверхностном слое неравномерно. Если стирание производится постоянным полем, то магнитный материал насыщают или до $+B_r$, или же до $-B_r$, при этом возможна запись по двум уровням. Этот способ стирания прост в схемном осуществлении и широко применяется.

При стирании переменным полем звуконоситель размагничивается до 0, при этом можно производить запись по трем уровням. Например, наличию единицы соответствует состояние звуконосителя $+B_r$, наличию нуля $-B_r$, отсутствию записи соответствует $B_r = 0$.

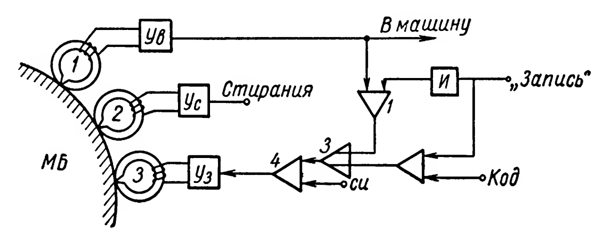
Такой способ позволяет значительно легче осуществлять контроль схем записи воспроизведения, но в схемном исполнении он сложнее.

Существуют два метода записи на магнитном барабане: помещения в заданную ячейку и непрерывного считывания и перезаписи.

По методу помещения в заданную ячейку новые данные помещают в ячейку без предварительного стирания. Для записи и воспроизведения при таком методе применяется одна и та же головка. Этот метод надежен при строгой синхронизации процесса записи. В случае несовпадения записываемого сигнала и максимума «отпечатка» на звуконосителе остаются участки, соответствующие записанному ранее коду и при воспроизведении они создают «ложные» сигналы. Если же применять запись по двум уровням, величина «ложных» сигналов может быть уменьшена за счет подачи более мощного импульса записи «0», который переводит состояние звуконосителя (если ранее была записана единица) к $-B_r$, т. е. к состоянию, которое имеет звуконоситель после стирания.



Фиг. XXIII. 3. Схема записи на магнитном барабане методом помещения в заданную ячейку.

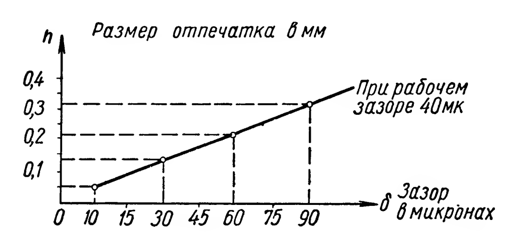


Фиг. XXIII. 4. Схема записи на магнитном барабане методом непрерывного считывания и перезаписи.

На фиг. XXIII. 3 приведена схема записи. Головка *1* имеет две обмотки: одну w_1 для воспроизведения, другую w_2 для записи. Все сигналы, проходящие под зазором головки, усиливаются усилителем воспроизведения *Ув* и направляются в машину. Запись данных, поступающих по входу «0» или «1» происходит в момент совпадения сигналов «запись» и *си* с кодовыми сигналами. Так как при записи «0» необходимо подавать импульсы одной полярности, а при записи «1» — другой, то усилитель записи должен обеспечивать выдачу импульсов различной полярности, что легко осуществляется применением балансного каскада. При подаче кода «0» будет выдан сигнал со схемы *1* и усилитель записи выдает импульсы одной полярности; при подаче кода «1» будет выдан сигнал со схемы *2* и усилитель записи выдает импульс противоположной полярности.

По методу непрерывного считывания и перезаписи (фиг. XXIII. 4) считываемые данные постоянно переписы-

ваются в другое место магнитного барабана. В этом случае используются три магнитные головки для каждой дорожки. Головка воспроизведения *1* считывает данные с магнитного барабана, которые затем усиливаются усилителем воспроизведения *Ув*, подаются в машину и на схему совпадения *1* для перезаписи. Перезапись осуществляется при отсутствии сигнала «запись». В случае необходимости записать новые данные подается сигнал «запись». Схема *1* запирается, и данные от *Ув* не проходят. На вход схемы *2* подается сигнал «запись» и код числа; для простоты показана схема записи одного из кодов «0» или «1» (сигнал с выхода схемы *2* проходит через схему *3*, и при подаче синхронизирующего импульса *си* через схему *4* подается на усилитель записи *Уз*. Магнитная головка *2* используется для стирания данных и постоянно включена в процессе работы. Метод постоянной перезаписи требует большего объема оборудования по сравнению с методом помещения в заданную ячейку. Кроме того, при таком методе записи не используется часть барабана между головками воспроизведения и записи. Однако, что очень ценно, при воспроизведении значительно уменьшается уровень шумов, так как запись производится на заранее размагниченный до $B_r = 0$ звуконоситель.



Фиг. XXIII. 5. Зависимость размера «отпечатка» от зазора между головкой и поверхностью барабана.

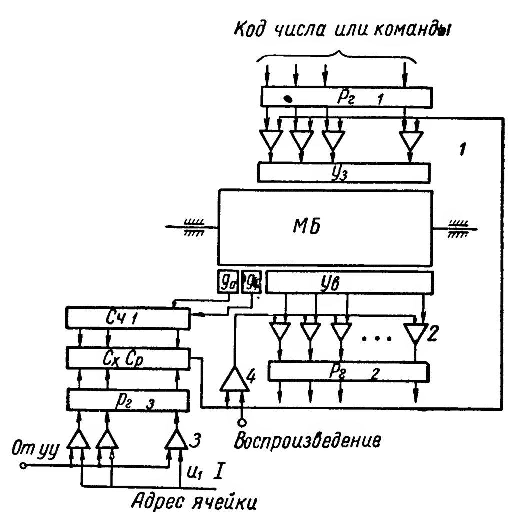
Емкость магнитного барабана. Емкость магнитного барабана определяется диаметром барабана, плотностью записи и длиной барабана. Диаметр барабана выбирается из условия обеспечения требуемой емкости. При увеличении диаметра барабана (при тех же линейных скоростях движения звуконосителя) увеличивается и емкость и время ожидания. Поэтому к выбору диаметра барабана следует подходить с учетом конкретной постановки задачи. Увеличение диаметра барабана усложняет регулировку зазора между поверхностью барабана и блоком головок.

Плотность записи зависит от длительности импульса записи, от зазора между головкой и поверхностью барабана, линейной скорости движения звуконосителя, величины рабочего зазора и ряда других, менее существенных причин. Запись производится импульсами колоколообразной формы с длительностью несколько микросекунд. Увеличение зазора между магнитными головками и поверхностью барабана приводит к увеличению размера «отпечатка» (фиг. XXIII. 5). Уменьшение зазора, как указывалось ниже, возможно до определенной величины порядка 10—20 *мк*. Рабочий зазор магнитной головки выбирается порядка 30—50 *мк*; при уменьшении рабочего зазора уменьшается величина полезного магнитного потока для записи. Повышение линейной скорости позволяет увеличить амплитуду воспроизводимого сигнала, однако во время записи

высокие скорости движения звуконосителя приводят к получению «отпечатков» большего размера, что приводит к снижению плотности записи, а следовательно, и емкости. Такая сложная зависимость параметров требует их всестороннего учета для выбора оптимальных размеров магнитного барабана.

Время выборки. Так как магнитный барабан является периодическим запоминающим устройством, то время выборки будет зависеть от адреса ячейки, т. е. от времени ожидания подхода требуемой ячейки к блоку головок.

Максимальное время ожидания равно времени одного оборота барабана. Время ожидания зависит от скорости вращения магнитного барабана, числа блоков головок воспроизведения, размещенных по окружности барабана. Увеличение скорости магнитного барабана позволяет уменьшить время ожидания, но увеличение скорости приводит к увеличению размера «отпечатка» и увеличению шумов; кроме того, при больших скоростях вращения возникают трудности конструктивного характера (увеличение жесткости системы, повышение точности обработки, точная балансировка и др.). Время ожидания можно уменьшить использованием нескольких блоков головок воспроизведения, расположенных по окружности барабана. При этом время ожидания изменяется обратно пропорционально числу блоков головок. Этот способ, однако, требует значительно большего количества оборудования.



Фиг. XXIII. 6. Упрощенная блок-схема запоминающего устройства на магнитном барабане.

Блок-схема запоминающего устройства на магнитном барабане. В запоминающем устройстве на магнитном барабане (фиг. XXIII. 6) считывание данных с магнитного барабана производится следующим образом: адрес ячейки, в которой помещаются данные, передается по шине *1* и устанавливается после прихода управляющего сигнала от устройства управления *уу* на *Рг 3*; в то же время схема совпадения открывается по одному входу сигналом «воспроизведение». С приходом сигнала, указывающего на начало размещения данных на магнитном барабане, сбрасывается счетчик $Сч_1$ и регистр $Рг_2$ (на схеме цепь сброса не указана). После этого на счетчик $Сч_1$ поступают импульсы и подсчитываются этим счетчиком. Таким образом, показания счетчика $Сч_1$ в каждый момент времени указывают номер ячейки, проходящей у блока головок воспроизведения. Код счетчика $Сч_1$

подается на схему сравнения *Сх Ср*; на другой вход этой схемы подаются данные с регистра $Рг_3$. При совпадении кодов на выходе схемы сравнения будет выдан сигнал. Этот сигнал откроет цепочку клапанов *2* (через схему *4*), и код числа или команды, помещенный в заданной ячейке магнитного барабана, будет выдан на регистр $Рг_2$, откуда он передается в требуемый узел машины.

При записи код числа или команды устанавливается в регистре $Рг_1$, а адрес ячейки — в регистре $Рг_3$. При прохождении под блоком головок заданной ячейки код из регистра $Рг_1$ записывается на барабане. Такая схема запоминающего устройства позволяет иметь одно обращение к магнитному барабану за 1 его оборот. Необходимо отметить, что запоминающее устройство на магнитном барабане в силу простоты, надежности, достаточно высокого быстродействия (до 300 *кгц*) и сравнительно небольших габаритов успешно применяется в качестве промежуточного и оперативного запоминающего устройства. Эта система, очевидно, не потеряет своего значения при дальнейшем развитии вычислительной техники.

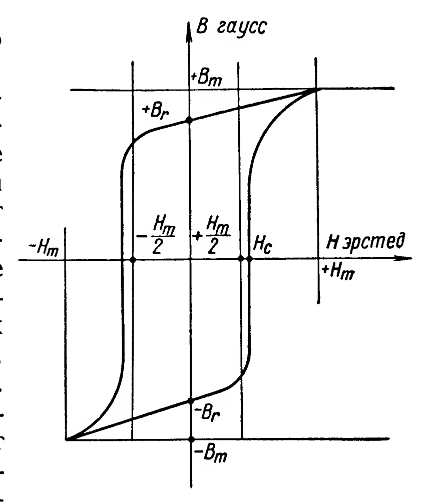
4. ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МАГНИТНЫХ СЕРДЕЧНИКОВ

В последние годы в вычислительной технике стали широко применяться сердечники с прямоугольной петлей гистерезиса. Эти сердечники используются для целей накопления данных и для создания логических элементов.

Запоминающие устройства с использованием магнитных сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса могут быть или матричного типа, или в виде сдвигающих регистров. При использовании в качестве запоминающего устройства сдвигающих регистров создается замкнутая петля циркуляции, в которой данные с выхода сдвигающего регистра подаются на его вход. Такой тип запоминающего устройства по существу аналогичен линии задержки, в которой скорость перемещения данных от начала к концу будет зависеть от частоты сдвигающих импульсов. Запоминающие устройства с использованием сдвигающего регистра на магнитных сердечниках обладают всеми недостатками, присущими периодическим системам накопления данных. Время выборки в таких запоминающих устройствах непостоянно и зависит от адреса ячейки, емкости, частоты сдвигающих импульсов. Это одна из причин, по которым использование подобных схем запоминающих устройств в качестве оперативных редко является нецелесообразным. Поэтому для построения быстродействующего оперативного запоминающего устройства со значительно меньшим временем выборки используется матричная схема построения. Такая схема позволяет иметь время выборки до нескольких микросекунд независимо от адреса ячейки, в которой записаны данные. Высокая надежность, малые габариты, длительный срок службы магнитных сердечников, а также возможность обеспечения высокого быстродействия схем с их использованием открывают большие возможности для их использования в устройствах вычислительных машин.

Свойства магнитных материалов с прямоугольной петлей гистерезиса. Прямоугольную петлю гистерезиса (фиг. XXIII. 7) имеет ряд ферромагнитных материалов. Первые работы проводились с металлическими магнитными сердечниками. Никелевожелезный сплав, прокатанный в холодном состоянии, цементованные кремнистые стали и ряд других удовлетворяют требованиям прямоугольности и малой коэрцитивной силы H_c.

Однако металлические материалы имеют большое время переброса $t_{пер}$ (5—10 000 *мксек*). За время переброса принимается время, необходимое для перевода состояния сердечника из $+B_r$ в $-B_r$ или из $-B_r$ в $+B_r$. Большое время переброса ограничивает рабочую частоту запоминающих устройств с металлическими сердечниками до 25—30 *кгц*.



Фиг. XXIII. 7. Прямоугольная петля гистерезиса.

Большим шагом в усовершенствовании схем с магнитными сердечниками явилось использование в качестве магнитного материала ферритов. Ферриты представляют собой керамические тела с кристаллической структурой, полученные путем спекания плотных смесей окислов железа и одного или нескольких окислов никеля, цинка, марганца, магния, меди и других металлов. После спекания сердечники из ферритов настолько прочны, что могут быть обработаны только шлифованием. Ферриты характеризуются высокой начальной магнитной проницаемостью и имеют удельное сопротивление во много раз большее, чем у металлов. Последнее свойство позволяет изготовлять сердечники в виде целых тороидов, без расслоения, которое необходимо при изготовлении сердечников из металлических материалов, для того чтобы уменьшить потери от вихревых токов.

Состав ферритов может быть различным. Различие в составе приводит к изменению в его свойствах.

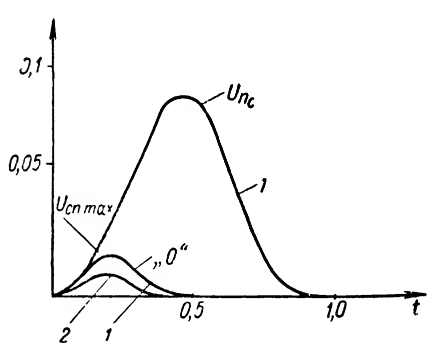
Очень важным свойством ферритов является время переброса $t_{пер}$. Для ферритов это время равно нескольким микросекундам. Так, для ферритов с $H_c = 2{,}5—3$ *э* $t_{пер} = 1$ *мксек*. Качество феррита определяется отношением $\frac{B_r}{B_m}$. Эти отношения принято называть статическим коэффициентом прямоугольности. Для лучшего соотношения полезного сигнала к сигналу помехи величина $\frac{B_r}{B_m}$ должна быть как можно больше, т. е. приближаться к 1. Для различных марок ферритов коэффициент прямоугольности $\frac{B_r}{B_m} = 0{,}9 \div 0{,}99$.

Ферромагнитный материал характеризуется также динамическим коэффициентом прямоугольности R_s (для схем, использующих принцип совпадения токов):

$$R_s = \frac{\Phi\left(-\frac{I_m}{2}\right)}{\Phi(I_m)}.$$

Величина R_s должна быть как можно меньше.

Очень важно знать величину полезного сигнала и $U_{nc\ min}$ —минимальную величину полезного сигнала и $U_{cu\ max}$ — максимальную величину сигнала помехи. Экспериментально установлено, что минимальный сигнал помехи получается при первом обращении к магнитному сердечнику после его перехода в одну из точек $+B_r$ или $-B_r$. Соотношение этих сигналов показано на фиг. XXIII. 8. При использовании схем с ферритами для управления цепями приходится иметь дело с токами большей величины. С целью снижения рабочих токов желательно иметь магнитные материалы с малой H_c. Кроме того, для уменьшения мощности, потребляемой запоминающим устройством, уменьшают размеры сердечников. В настоящее время получен ряд марок ферритов, обладающих удовлетворительными свойствами.



Фиг. XXIII. 8. Соотношения сигнал-помеха.

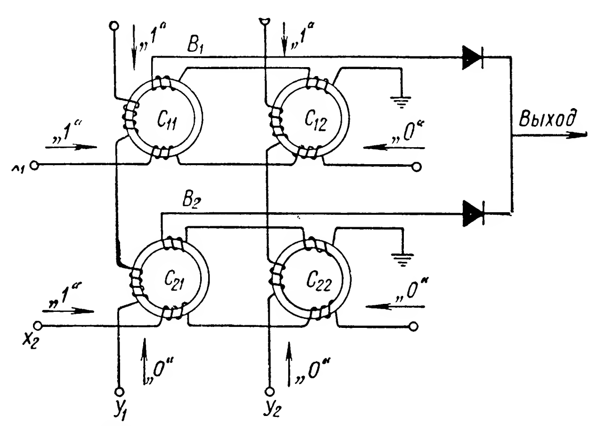
Принцип работы. Ранее был разобран принцип работы сдвигающего регистра на магнитных сердечниках. Ниже будет рассмотрена работа матричных схем, использующих принцип совпадения токов.

а) Выборка двумя токами. Будем считать, что состояние сердечника $-B_r$ является признаком кода «0», состояние $+B_r$ — кода «1». При использовании принципа совпадения двух токов пользуемся тем свойством магнитного материала (см. фиг. XXIII. 7), что после приложения поля с напряженностью $\frac{H_m}{2}$ состояние сердечника будет практически соответствовать состоянию, которое он имел до прихода сигнала, а после приложения поля с напряженностью состояние сердечника должно измениться от $+B_r$ к $-B_r$, или наоборот. Таким образом, используя две обмотки сердечника, можно осуществить запись нуля и единицы. При этом величина тока в каждой обмотке должна быть такой, чтобы создаваемая им напряженность магнитного поля была равна $\left(\frac{H_m}{2}\right)$. В этом случае возможны четыре комбинации входных сигналов. Рассмотрим случай (см. фиг. XXIII. 9 и табл. XXIII. 1), когда сигналы подаются в обмотки x_1 и y_1. Стрелками указаны направления токов, а цифрами обозначен код, который может быть записан в сердечнике, при подаче импульса, тока указанного направления.

Таблица XXIII. 1

Проводники		x_1	y_1	x_1	y_1	x_1	y_1	x_1	y_1
Сердечники	Направление токов	→	↓	→	↑	←	↓	←	↑
C_{11}		$+H_m$		0		0		$-H_m$	
C_{12}		$+\frac{H_m}{2}$		$+\frac{H_m}{2}$		$-\frac{H_m}{2}$		$-\frac{H_m}{2}$	
C_{21}		$+\frac{H_m}{2}$		$-\frac{H_m}{2}$		$+\frac{H_m}{2}$		$-\frac{H_m}{2}$	
C_{22}		0		0		0		0	
Комбинации входных сигналов		1		2		3		4	

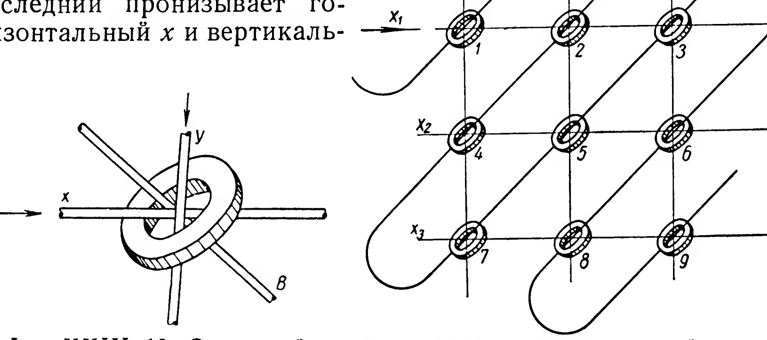
В строке с номером сердечника указывается напряженность магнитного поля, создаваемая током, протекающим в проводниках x_1 и y_1. Из таблицы видно, что только сердечник C_{11} подвергается воздействию магнитного поля величины H_m. На сердечнике C_{12} и C_{21} воздействует поле с напряженностью $\frac{H_m}{2}$. Таким образом, в сердечнике C_{11} при первой комбинации сигналов будет записываться «1», а при четвертой «0».



Фиг. XXIII. 9. Схема выборки двумя токами.

Для того чтобы считать данные, необходимо иметь на сердечнике третью обмотку, в которой при изменении магнитного потока наводится э. д. с. Для того чтобы прочесть данные из сердечника C_{11}, подаем четвертую комбинацию сигналов x_1 и y_1. При этом, если в сердечнике была записана единица $+B_r$, то состояние его изменится от B_r до $-B_r$ и в выходной обмотке будет выдан сигнал наличия «1»,

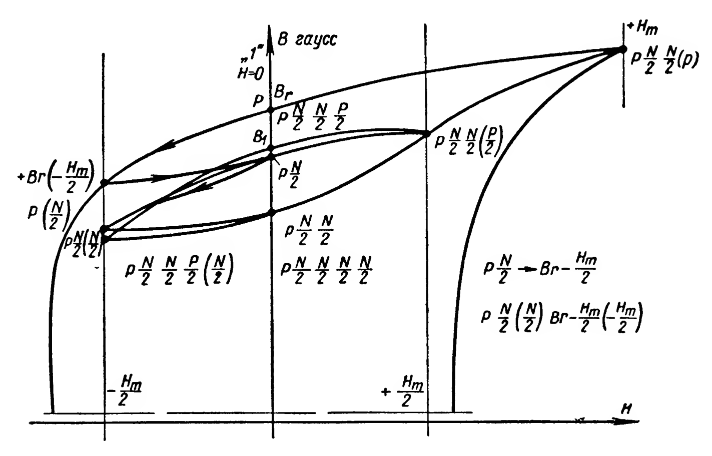
если же ранее был записан «0», $-B_r$, то после снятия поля состояние сердечника будет характеризоваться точкой $-B_r$. В последнем случае на выходе будет выдан лишь сравнительно небольшой сигнал помехи, вызванный непрямоугольностью петли гистерезиса материала сердечника C_{11}. Заметим, что в выходных обмотках сердечников C_{12} и C_{21} также появятся сигналы помехи, так как они подвергаются воздействию поля $\left|\frac{H_m}{2}\right|$. С изготовлением ферритов меньших размеров и более высокого качества стало возможным значительно уменьшить число витков обмотки управления и даже свести их до одного. В схеме ячейки запоминания с одним сердечником (фиг. XXIII. 10) последний пронизывает горизонтальный x и вертикальный y проводники, а также провод для считывания B. Используя данную конструкцию, можно построить матрицу из n^2 сердечников, имеющую небольшие размеры. Матрица может выполняться как плоской, так и объемной. Плоская матрица (фиг. XXIII. 11) состоит из n горизонтальных и n вертикальных шин, которые пронизывают n^2 магнитных сердечников. Обмотка считывания B проходит последовательно через все сердечники. Для того чтобы перевести сердечник из одного состояния в другое, в соответствующие горизонтальную и вертикальную шины подаются импульсы тока. Величина тока такова, что создаваемое им магнитное поле имеет напряженность $\left|\frac{H_m}{2}\right|$. Следовательно, при одновременной подаче в шины x и y тока такой величины и соответствующего направления результирующее магнитное поле будет иметь напряженность $|H_m|$ и сможет перебросить сердечник из одного состояния в другое (от $+B_r$ к $-B_r$, или наоборот). Остальные сердечники $2(n-1)$, через которые проходят шины x и y, будут подвергнуты действию магнитного поля с напряженностью $\left|\frac{H_m}{2}\right|$. В обмотке считывания при перемагничивании сердечников будет наводиться э. д. с. полезного сигнала и э. д. с. помехи. Ввиду того что э. д. с. помехи образуется от $2(n-1)$ сердечников, величина ее будет больше полезного сигнала.



Фиг. XXIII. 10. Схема ячейки с одним сердечником.

Фиг. XXIII. 11. Схема плоской матрицы.

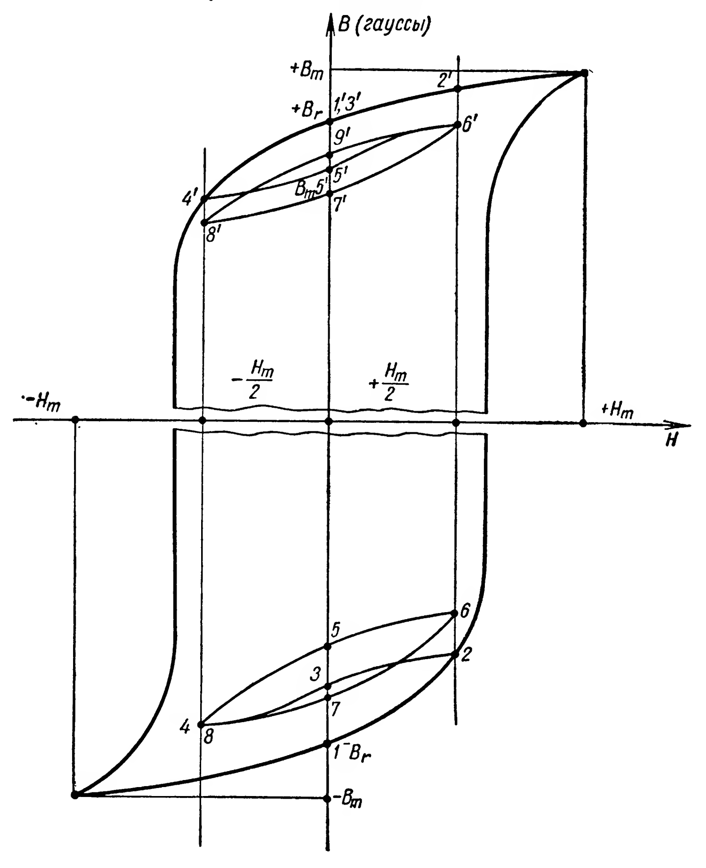
Для частичного уменьшения сигнала помехи применяется змеевидное расположение считывающей обмотки В этом случае помехи, создаваемые в соседних ветвях, будут направлены навстречу друг другу. Однако такой способ не устраняет сигнала помехи, который может быть в несколько раз бо́льшим, чем полезный сигнал. Величина сигнала помехи будет различной, так как амплитуда каждого из сигналов помехи будет разной величины и направления и зависит от числа обращений к ячейке, от состояния сердечника, от разброса характеристик сердечников и др. Наиболее эффективной мерой уменьшения сигнала помехи является интегрирование сигнала с вы-



Фиг. XXIII. 12. Часть петли гистерезиса.

ходной обмотки при считывании данных двуполярными импульсами. Обратимся к петле гистерезиса, приведенной на фиг. XXIII. 12 и 13. Будем считать, что в двуполярном импульсе первый импульс является положительным и создает напряженность поля $\frac{H_m}{2}$, а второй, отрицательный, создает магнитное поле с напряженностью $-\frac{H_m}{2}$. Для выбранного сердечника изменение напряженности магнитного поля происходит от $H = 0$ до $H = H_m$, затем $H = 0$ и и $H = -H_m$. Для остальных $2(n-1)$ сердечников напряженность поля изменяется таким образом: $H = 0$, $H = +\frac{H_m}{2}$; $H = 0$ и $H = -\frac{H_m}{2}$. Если в сердечнике записан «0» ($-B_r$) и в горизонтальную и вертикальную шину его подаются двуполярные импульсы, то от первого сигнала состояние сердечника изменится до $+B_r$, а от второго — снова до $-B_r$. В выходной обмотке величина результирующего сигнала будет равна 0, так как интеграл по замкнутому контуру ($-B_r$, $+B_m$, $+B_r$, $-B_m$, $-B_r$) равен нулю. Если же сигнал подается только по одной шине, пронизывающей сердечник, то состояние его будет изменяться, как указано на фиг. XXIII. 13

(*1*, *2*, *3*, *4*, *5*). В этом случае петля гистерезиса не замкнута, величина индукции изменилась $\Delta B = -B_r + B_5$ и в выходной обмотке считывания появится сигнал помехи. При втором обращении к сердечнику магнитная индукция будет изменяться по петле (*5*, *6*, *7*, *8*, *5*).

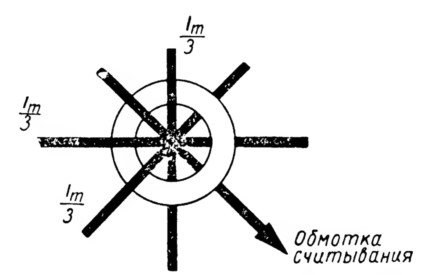


Фиг. XXIII. 13. Петля гистерезиса.

В этом случае петля гистерезиса замкнута и на выходе схемы сигнал не появится. При последующих обращениях получаем также замкнутые петли гистерезиса, а следовательно, сигнала помехи не будет. Если же до подачи двуполярных импульсов состояние сердечника характеризовалось точкой $+B_r$ (была записана «1»), то при перемагничивании по полному циклу состояние сердечника изменится так: $+B_r$, $+B_m$, $+B_r$, $-B_m$, $-B_r$, т. е. результирующее изменение индукции будет равно $2B_r$ и в выходной обмотке будет выдан сигнал наличия «1». Когда сердечник, в котором записана единица, подвергается воздействию поля с $\left|\frac{H_m}{2}\right|$, то сссостояние его изменяется по пути *1'*, *2'*, *3'*, *4'*, *5'* а при последующих обращениях

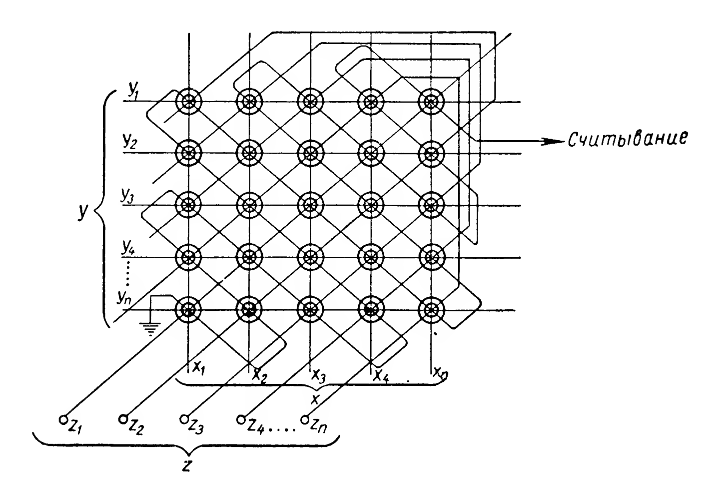
$5'$, $6'$, $7'$, $8'$, $9'$. При первом обращении выдается сигнал помехи за счет изменения индукции $\Delta B = B_r - B_{5'}$, а при последующих обращениях сигнал помехи отсутствует.

При считывании методом совпадения двух токов даже при интегрировании выходного сигнала все же величина помехи значительна. Для уменьшения сигнала помехи следует уменьшить величину напряженности поля, воздействию которого подвергаются $2(n-1)$ сердечников, из которых данные не считываются. Это возможно осуществить, используя схемы выборки несколькими токами. При выборке токами меньшей величины также снижается время переключения управляющих цепей и меньше сказывается разброс характеристик запоминающих сердечников.



Фиг. XXIII. 14. Схема выборки тремя токами.

Выборка тремя токами. Выборку тремя токами можно осуществить или выборкой суммой трех токов, или используя схему с подмагничиванием. При выборке суммой трех токов через каждый сердечник проходят три адресных шины и один проводник для счи-

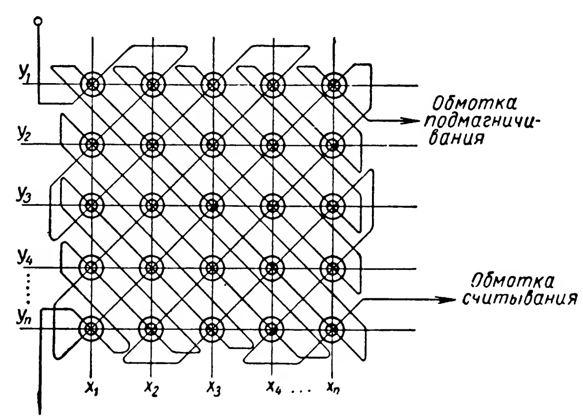


Фиг. XXIII. 15. Схема матрицы с выборкой тремя токами.

тывания (фиг. XXIII. 14). Через каждую обмотку протекает ток $\frac{I_m}{3}$, создающий напряженность магнитного поля $\frac{H_m}{3}$. Таким образом, при подаче импульсов тока во все три обмотки результирующее поле величиной H_m сможет перемагнитить сердечник (фиг. XXIII. 15)

Для того чтобы осуществить выборку кода из сердечника, необходимо подать импульсы тока $\frac{I_m}{3}$ в соответствующие шины. Например,

необходимо выбрать сердечник с адресом x_1, y_3, z_4. При такой системе выборки один сердечник подвергается действию поля H_m, а $3(n-1)$ сердечников $\frac{H_m}{3}$. При приложении к сердечнику поля $\left|\frac{H_m}{3}\right|$ величина сигнала помехи значительно уменьшается по сравнению с ранее приведенной схемой выборки двумя токами. Запись и считывание производится также двуполярными сигналами с интегрированием напряжения с выходной обмотки. Недостатком такой схемы является усложнение ее и увеличение количества оборудования по сравнению со схемой выборки двумя токами.



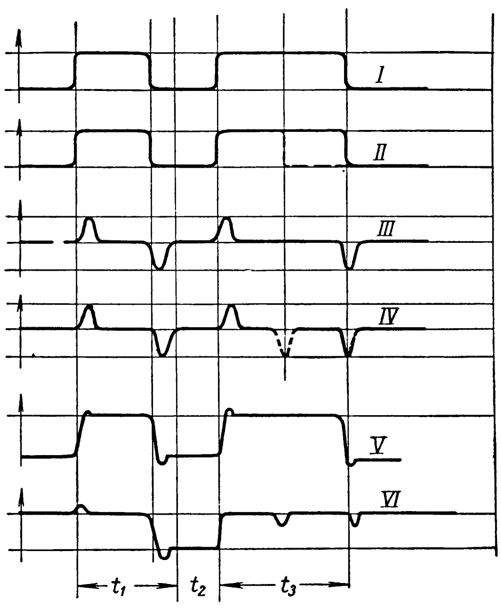
Фиг. XXIII. 16. Схема матрицы с подмагничиванием.

Для упрощения схемы запоминающего устройства с выборкой тремя токами применяется схема с динамическим подмагничиванием. В такой схеме через каждый сердечник проходит четыре проводника: вертикальный проводник и горизонтальный проводник для подачи импульсов тока, создающих напряженность магнитного поля, равную $\frac{H_m}{3}$, проводник для подачи динамического подмагничивания и один проводник для считывания данных (фиг. XXIII. 16).

Перед тем как считывать, в обмотку подмагничивания подается импульс тока с некрутыми фронтами. Этот ток создает напряженность магнитного поля, равную $\frac{H_m}{3}$ (заметим, что напряженность поля, создаваемая током подмагничивания, противоположна напряженности поля от токов выборки). Затем в шины x и y подается импульс тока $-\frac{2I_m}{3}$, создающей поле с напряженностью $-2\frac{H_m}{3}$. Если через сердечник проходят шины x и y, в которые подаются токи $-2\frac{I_m}{3}$, то величина напряженности поля, создаваемая ими, равна $-\frac{4}{3}H_m$, но кроме этих двух шин, через все сердечники проходят обмотка подмагничивания, ток в которой создает магнитное поле $+\frac{H_m}{3}$.

В результате, выбранный сердечник подвергается воздействию поля с напряженностью $H = -\frac{4}{3} H_m + \frac{H_m}{3} = -H_m$. Те сердечники, через которые проходит только одна из шин с током $-2 \frac{I_m}{3}$, подвергаются воздействию поля с напряженностью $H = -\frac{2}{3} H_m + \frac{H_m}{3} = -\frac{H_m}{3}$; таких шин $2(n-1)$. На все остальные сердечники $(n-1)^2$ действует поле с напряженностью $+\frac{H_m}{3}$ от тока подмагничивания.

Для уменьшения величины сигнала помехи в данной схеме также применяется считывание двуполярными сигналами. В этом случае и сигнал подмагничивания будет двуполярным, но полярность импульсов подмагничивания противоположна полярности сигналов считывания, подаваемым в шины x и y.



Фиг. XXIII. 17. Потенциальные диаграммы матрицы с выборкой двумя токами.

Во всех приведенных схемах сигналы управления подаются от источника сравнительно большой мощности. В литературе указывалось, что хорошо зарекомендовала себя схема с координатными магнитными ключами. Магнитный ключ представляет собой трансформатор на 40 витков молибденового пермаллоя толщиной 0,003 *мм* и шириной 3,1 *мм*. Такой трансформатор имеет четыре обмотки: две по 16 витков, включаемые в анодные цепи управляющих ламп, одну обмотку из двух витков для постоянного подмагничивания, и одну выходную обмотку из одного витка, которая пронизывает соответствующим образом ряд сердечников матрицы запоминающего устройства. При выборке из плоской матрицы (двухкоординатной) используются две управляющие матрицы из магнитных ключей, причем каждый из них выдает импульс тока в одну строку (x) или один столбец (y) запоминающей матрицы. На фиг. XXIII. 17 приведены потенциальные диаграммы, поясняющие работу матрицы с выборкой двумя токами, *I* и *II* соответствуют импульсам токов в 16-витковых обмотках магнитного ключа, *III* и *IV* представляют импульсы тока управления в выходной одновитковой шине. Во всех рассмотренных случаях при выборке данные уничтожились,

что является существенным недостатком этих способов считывания. Однако для работы вычислительной машины необходимо, чтобы эти данные не уничтожались после считывания. Поэтому во всех описанных схемах должны быть предусмотрены цепи для перезаписи считываемых данных.

Перезапись данных. Для перезаписи данных необходимо дополнительное время, за которое происходит подача второго двуполярного сигнала. На диаграмме (фиг. XXIII. 17) это время обозначено t_3. Рассмотрим процесс перезаписи. За время t_1 происходит считывание данных из матрицы, за время t_2 считывается сигнал в цепи интегрирования выходного сигнала (обмотки считывания). В зависимости от того, какой сигнал считан за время t_2, будет определяться дальнейшая работа цепей перезаписи. Если считана «1», то последующая работа цепи перезаписи происходит следующим образом: в шины x и y подаются импульсы тока положительной полярности, создающие поле с напряженностью $\frac{H_m}{2}$; при этом состояние сердечника изменяется от $-B_r$ до $+B_r$, т. е. перезаписывается единица. Такое состояние сердечника должно сохраниться после окончания цикла перезаписи. Для этого необходимо вторые импульсы тока двуполярного сигнала подать так, чтобы они не совпадали во времени. Это можно осуществить путем предварительного снятия тока в первичной обмотке координатного трансформатора y (II); при этом в шине y появится импульс тока отрицательной полярности $-\frac{I_m}{2}$, который создает напряженность поля $-\frac{H_m}{2}$, что недостаточно для изменения состояния сердечника. После того как в первичной обмотке координатного трансформатора закончится импульс тока, в его выходной обмотке (шина x) появится сигнал отрицательной полярности, амплитуда которого недостаточна для перемагничивания сердечника VI. Таким образом, после окончания цикла перезаписи в сердечнике сохранится состояние $+B_r$, т. е. будет записана единица.

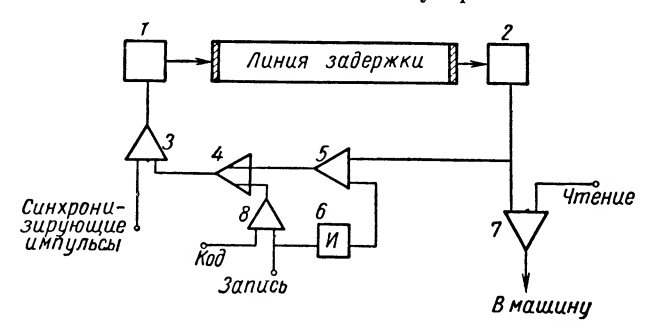
Если же во время t_2 был считан сигнал «0», то при перезаписи состояние сердечника изменится от $-B_r$ до $+B_r$ (в начале цикла перезаписи) и от $+B_r$ к $-B_r$ (в конце цикла перезаписи), за счет совпадения токов в шинах x и y. К концу цикла перезаписи состояние сердечника будет характеризоваться $-B_r$ (т. е. будет перезаписан «0»). Эта схема не является оптимальной и служит лишь для пояснения принципа перезаписи.

Возможны другие схемы с меньшим временем t_3 перезаписи. В существующих схемах при считывании происходит уничтожение ранее записанных данных, что является их существенным недостатком. Для перезаписи необходимо дополнительное время и оборудование.

Имеются сообщения о разработке методов считывания без уничтожения ранее записанных данных. В запоминающих устройствах, построенных к настоящему времени вычислительных машин, эти методы пока еще не нашли практического применения.

5. ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА НА ЛИНИЯХ ЗАДЕРЖКИ

Запоминающие устройства на линиях задержки относятся к динамическому, кратковременному стирающемуся виду памяти. Принцип действия линии задержки заключается в том, что данные, поданные на ее вход, могут быть восприняты на выходном конце через определенный промежуток времени. Этот промежуток времени называется временем задержки $T_з$. Если длительность кодового импульса значительно меньше времени задержки, то в линии одновременно может храниться несколько последовательно расположенных кодов. Так как данные в запоминающем устройстве необходимо хра-



Фиг. XXIII. 18. Упрощенная блок-схема *ЗУ* на линии задержки.

нить в течение времени, значительно большего, чем $T_з$, то для увеличения времени хранения создают замкнутую петлю циркуляции данных.

Для осуществления устойчивой циркуляции сигнал в цепи линии задержки необходимо постоянно восстанавливать по амплитуде, форме и фазе.

Запоминающие устройства на линиях задержки обладают непостоянством времени выборки, которое зависит от адреса ячейки. При необходимости коды в линии могут быть уничтожены и на их место записаны другие. Несмотря на разнообразие передающих сред для линий задержки и физической сущности распространения волн в этих средах, по принципу действия работа любой линии задержки может быть описана с помощью упрощенной блок-схемы на один тракт (одну линию) (фиг. XXIII. 18). Усилитель записи *1* предназначен для подачи входного сигнала, усилитель воспроизведения *2* служит для усиления и формирования выходного сигнала.

При циркуляции данных сигнал проходит по цепи *2—5—4—3—1* — линия задержки — *2*.

Запись осуществляется подачей сигнала «запись» на схему совпадения *4* и инвертор *6*. Сигнал с выхода инвертора *6* закрывает схему совпадения *5*, и ранее записанные данные не проходят. Одновременно сигналы «запись» и «код» через схему совпадения *8*, собирательную схему *4* поступают на схему совпадения *3* и при поступлении синхронизирующих импульсов передаются на усилитель *1*.

Чтение. Осуществляется при подаче сигнала «чтение» на схему совпадения *7*; остальные элементы работают так же, как и при циркуляции.

Логика работы запоминающего устройства на линиях задержки аналогична работе запоминающего устройства на магнитном барабане, дорожка на поверхности которого может рассматриваться как линия задержки. Число таких линий будет равняться числу параллельных дорожек на барабане. Следует, конечно, учитывать некоторые особенности работы линий, которые будут рассмотрены дальше, но построения блок-схемы они не изменят.

Свойства и характеристики линий задержки в значительной мере определяются передающей средой, которая может быть оценена по ряду параметров: скорости распространения волн, акустическому сопротивлению, величине затухания, зависимости скорости распространения волн от температуры, ширине полосы пропускания и ряду других.

Ультраакустические линии задержки. При развитии радиолокационной техники впервые потребовалось осуществлять задержку сигналов на сравнительно большое время, которое не может быть достигнуто при использовании электромагнитных линий. Это привело к созданию акустических линий с большим временем задержки. На основании опыта конструирования линий задержки для радиолокационных установок были построены ртутные линии задержки для использования их в качестве запоминающих устройств быстродействующих вычислительных машин дискретного действия. Одним из свойств ртути, определившим ее применение в качестве передающей среды, является малая скорость распространения звуковых волн в ней. Время запаздывания ультразвуковых волн в ртути, по сравнению с распространением электромагнитных волн, составляет 6,9 *мксек/см* при 20° С. Температурный коэффициент в этой области равен +0,002 *мксек/см* на 1° С. Время задержки линии можно определить из уравнения

$$T = [6{,}9 + 0{,}002\,(t - 20^\circ\,\mathrm{C})]\,l,$$

где T — время задержки; l — длина тракта.

С помощью ртутной линии при сравнительно небольших ее размерах можно осуществить задержку до миллисекунды. Свойством ртути является хорошее акустическое согласование с кристаллом кварца, который используется в качестве приемного и передающего преобразователя. Акустическое согласование очень важно при передаче энергии возбужденного кристалла в передающую среду, а также при преобразовании волны в электрический сигнал, поскольку при переходе ультразвуковых колебаний из одной среды в другую часть энергии отражается обратно. Особенно это нежелательно на приемном конце линии, так как отраженные сигналы могут быть затем восприняты, как «ложный» сигнал. Коэффициент отражения на границе раздела двух сред равен

$$A = \frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2},$$

где $R_1 = \rho V_1$ — акустическое сопротивление среды;
ρ — плотность среды;
V_1 — скорость распространения колебаний в среде;
R_2 — акустическое сопротивление другой среды.

Если $R_1 = R_2$, то $A = 0$. Ввиду того что R кварца и R ртути близки, величина отражения на границе раздела сравнительно невелика (порядка 6 *дб*).

Важным свойством ртути является также небольшое затухание при передаче сигнала. Ослабление сигнала в децибелах при передаче может быть подсчитано по формуле

$$P = (0{,}039 \pm 0{,}07) f^2 l,$$

где f — частота в *мгц*;
l — длина пути сигнала в *м*.

Являясь жидкостью, ртуть передает только волновые импульсы сжатия; волны сдвига в ртути отсутствуют. В отчетах по разработке ртутного запоминающего устройства для БЭСМ приводятся данные о затухании. При передаче сигнала в ртутной линии на 640 *мксек*, нагруженной на 70-омный кабель, ослабление сигнала равно 75—80 *дб*.

В качестве п р е о б р а з о в а т е л я используются вещества, обладающие пьезоэлектрическим эффектом. Пьезоэлектрический эффект заключается в изменении геометрических размеров тела при воздействии на него электрического поля. Пьезоэлектрический эффект может быть прямым (появление зарядов на поверхности тела при приложении к нему сил сжатия или растяжения) и обратным (изменение размеров тела при приложении электрического поля). Этим свойством обладает кварц. Кварцевые пластины с X-срезом применяются в жидких линиях для получения волн сжатия. Пластины кварца имеют определенную резонансную частоту f:

$$f = \frac{2{,}86}{d},$$

где d — толщина пластинки в *мм*;
f — частота в *мггц*.

Частота f порядка 5—30 *мггц*. Несущая частота обычно близка к резонансной частоте кварцевой пластинки. Использование высокой несущей частоты позволяет получить узкий остронаправленный луч. Несущая частота модулируется кодовыми импульсами, поступающими на вход линии. Кварцевая пластина должна быть надежно укреплена, а прижимные головки тщательно пришлифованы, чтобы обеспечить плотное соединение с кварцевой пластиной. Эти меры позволяют обеспечить лучший коэффициент передачи энергии в передающую среду.

Ввиду того что скорость распространения волн зависит от температуры, время задержки в линии будет изменяться. В ртутных линиях, например, изменение скорости распространения волн от температуры имеет почти линейную зависимость. Чтобы устранить

влияние изменения скорости распространения волн с изменением температуры на работу линии, предусматривается температурный контроль. Температурный контроль может быть осуществлен применением термостата, в котором автоматически поддерживается постоянная температура. Синхронизирующие импульсы при этом должны быть строго стабилизированы по частоте.

Можно также осуществить температурную компенсацию при использовании следящей системы, автоматически подстраивающей частоту синхронизирующих импульсов. Такая система температурного контроля использована в ртутном запоминающем устройстве БЭСМ.

При работе с ртутными линиями задержки должны быть предусмотрены специальные меры, предохраняющие оператора от вредного воздействия паров ртути.

Линии задержки с твердой передающей средой. При конструировании линий задержек с твердой передающей средой возникает ряд дополнительных трудностей. Так, например, очень трудно получить однородную передающую среду. Неоднородность среды приводит к большому затуханию в линии и увеличению «ложных» сигналов. При передаче сигнала в твердой линии образуются вредные поперечные и поверхностные волны, которые значительно снижают качество передачи. Чтобы уменьшить вредное влияние таких волн, поверхность среды делают шероховатой. Из твердых сред лучшей для использования в линиях задержки является плавленый кварц. Однако получение достаточно больших однородных кварцевых стержней представляет большую трудность; кроме того, плавленый кварц плохо поддается механической обработке. В качестве передающей среды можно использовать монокристаллы стали, вольфрама, мелкозернистый алюминий, но все эти вещества обладают большим коэффициентом затухания. Хорошие результаты получены при использовании в качестве передающей среды магниевых сплавов, подвергнутых специальной обработке. Скорость распространения волн в твердых линиях в 1,5—2 раза больше, чем в ртутных линиях, но длина тракта хранения в них может быть увеличена применением отражателей. Сравнительно большую задержку получают многократным отражением волн; число отражателей может быть более 10. Отражатели должны быть тщательно обработаны и точно установлены. Несмотря на то, что в твердых линиях затухание больше, чем в жидких, меньший вес их, небольшие габариты, удобство эксплуатации, простота конструкции делают твердые линии очень ценными для использования в запоминающих устройствах.

Магнитострикционная линия задержки. Магнитострикционный эффект заключается либо в изменении размеров материала, помещенного в магнитное поле, либо в изменении магнитной проницаемости при изменении механических напряжений в материале.

На концах магнитострикционной линии (фиг. XXIII. 19) помещаются преобразователи в виде катушек. Импульс тока во входной

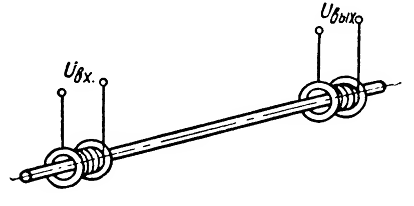
катушке создает в материале магнитное поле, под действием которого изменяются размеры материала, т. е. создается волна сжатия или растяжения. На другом конце магнитострикционного материала имеется выходная катушка. В выходной катушке протекает ток подмагничивания. В момент появления механических напряжений, сопровождающих ультразвуковую волну, магнитный поток изменяется, в результате чего в витках катушки наводится э. д. с. Скорость распространения продольных ультразвуковых колебаний вдоль линии равна

$$v=\sqrt{\frac{E}{\rho}},$$

где E — модуль упругости;

ρ — плотность материала, а время распространения

$$t=\frac{L}{v}=L\sqrt{\frac{\rho}{E}}.$$



Фиг. XXIII. 19. Магнитострикционная линия задержки.

В качестве магнитострикционного материала также могут использоваться сплавы никеля, феррит и др. Никелевые линии изготовляются в виде ленты или проволоки, ферритовые — в виде стержней. Для никелевой ленты, содержащей 99,9% Ni, скорость распространения волн равна 4,82 : 10^3 *м/сек* (при 60° С), что равно 2,074 *мксек/см*. Линия длиной 0,3 *м* дает задержку 62 *мксек*.

Ослабление сигнала в магнитострикционной линии от длины линии почти не зависит.

Имеется сообщение, что сконструирована линия задержки, в которой в качестве магнитострикционного материала используется никелевая проволока (99%) диаметром 0,15 *мм* и длиной 5 *м*. Никелевый провод между двумя катушками поддерживается с помощью упоров из стеклянной пряжи небольшой толщины. Количество упоров минимальное, что позволяет избежать ослабление сигнала.

В катушке толщиной 1 *мм* и диаметром 3 *мм* число витков при диаметре провода 0,03 *мм* равно 700. Каждая катушка окружена магнитной цепью из феррита. Концы проволоки зажаты между двумя пластинами из пластического каучука.

Так же как и в ртутной линии задержки, для магнитострикционных линий требуется компенсация отраженных сигналов. Для поглощения отраженных сигналов на конце линии устанавливаются неопреновые прокладки. Если прокладка имеет длину 3 *см*, то ослабление сигнала равно 7 *дб*. Таким образом, при каждом отражении выходной сигнал будет ослаблен на 7, а отраженный на 14 *дб*.

Для ослабления ложных сигналов используется также компенсационный метод. Сущность этого метода заключается в том, что от свободного конца магнитострикционной линии отражается сигнал противоположной полярности по отношению ко входному сигналу,

а от закрепленного конца линии отражается сигнал той же полярности, что и входной. Используя линию из двух одинаковых лент, в которой концы одной ленты закреплены, а другой свободны, в выходной катушке получим результирующую э. д. с., равную разности э. д. с. отраженных сигналов.

Возможно также использование способа борьбы с ложными сигналами, называемого методом некогерентных отражений. При этом линия составляется из нескольких лент различной длины; за счет этого достигается рассогласование во времени прохождения отраженных сигналов. При использовании этого метода увеличивается отношение полезного сигнала к ложному.

При изменении температуры скорость распространения волн в магнитострикционном материале изменяется. Изменение времени задержки равно $5 \cdot 10^{-4}$ *мксек* на 1° С. Способы температурной компенсации для магнитострикционных линий такие же, как и для ртутных линий задержки.

Электромагнитная линия задержки. В некоторых случаях необходимо осуществить задержку сигнала на 10—12 *мксек*. Такая задержка может применяться для накопления стандартных подпрограмм, кодов чисел, часто используемых при решении задачи и других целей. В этих случаях может быть использована электромагнитная линия задержки с сосредоточенными параметрами. Емкость электромагнитных линий ограничивается допустимой величиной задержки, которую возможно осуществить с помощью электромагнитных линий, и полосой пропускания линии. Обычно емкость таких линий равна 8—10 разрядам. При параллельном способе хранения данных емкость ее увеличивается пропорционально числу трактов. Электромагнитная линия имеет большой коэффициент затухания, но потеря энергии при передаче сигнала очень мала. Лучшие результаты получены при использовании электромагнитных линий задержки с Т-образными звеньями. Испытание такой линии на 10 *мксек* при нагрузке на 500 *ом* показали, что $U_{вых} = 0{,}7\ U_{вх}$ при $t_и = 0{,}6$ *мксек*. В тракте хранилось восемь кодов. Размеры электромагнитных линий невелики, и запоминающие устройства с их использованием могут быть компактными.

К числу недостатков запоминающих устройств на линиях задержки следует отнести сравнительно большое время ожидания и необходимость температурной компенсации. Но высокая надежность, компактность, отсутствие движущихся частей являются их ценными свойствами. Поэтому запоминающие устройства на линиях задержки имеют большое практическое значение, особенно при использовании в вычислительных машинах последовательного действия.

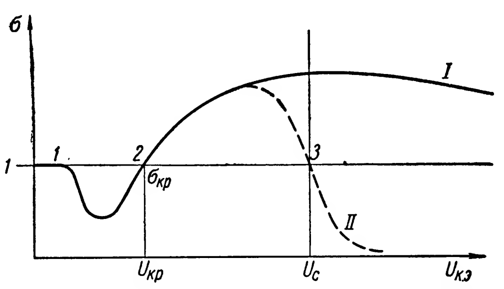
6. ЗАПОМИНАЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО НА ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫХ ТРУБКАХ (ЗУЭЛТ)

Одним из наиболее быстродействующих запоминающих устройств, используемых в вычислительных машинах дискретного действия, является запоминающее устройство на электронно-лучевых трубках. Такое запоминающее устройство относится к статическому стираю-

щемуся кратковременному виду памяти. Управление практически безынерционным электронным лучом при записи и считывании осуществляется очень быстро. Время установления луча в заданную ячейку растра почти не зависит от ее адреса. В силу высокого быстродействия и достаточно большой емкости (в настоящее время в отечественных машинах емкость ЗУЭЛТ равна 2048 ячеек) запоминающее устройство такого типа используется в качестве оперативного.

Накопление данных на поверхности диэлектрика. В электронно-лучевых трубках в качестве запоминающей среды используется диэлектрический экран.

При сблучении диэлектрика потоком электронов (электронным лучом) потенциал облучаемой точки изменяется вследствие вторичной эмиссии с поверхности диэлектрика. Число электронов, выбитых электронным лучом с поверхности диэлектрика, зависит от скорости первичных электронов, типа диэлектриков и ряда других факторов. При исследовании таких процессов обычно пользуются понятием коэффициента вторичной эмиссии



Фиг. XXIII. 20. Зависимость кажущегося коэффициента эмиссии $\sigma_э$ от разности потенциалов между катодом и экраном.

$$\sigma = \frac{i_n}{i_b},$$

где i_n — число электронов в луче;

i_b — число электронов, покинувших диэлектрик.

Экспериментальным путем замерить величину токов вторичной эмиссии очень трудно. Так как часть электронов, выбитых с поверхности диэлектрика, попадает на соседние участки и не может быть уловлена коллектором, чаще пользуются так называемым кажущимся коэффициентом вторичной эмиссии. Кажущийся коэффициент вторичной эмиссии определяется экспериментально, замером тока коллектора. Кажущийся коэффициент $\sigma_э$ вторичной эмиссии меньше, чем действительный σ:

$$\sigma_э = \frac{i_n}{i_к},$$

где $i_к$ — ток коллектора, i_n — ток луча.

На фиг. XXIII. 20 приведена кривая *I* изменения $\sigma_э$ в зависимости от разности потенциалов между катодом и экраном. Кривая трижды пересекает прямую со значением $\sigma_э = 1$. Точки *1* и *3* являются точками устойчивого равновесия; точка *2* — неустойчивого равновесия; влево от точки *2* область $\sigma_э < 1$, вправо $\sigma_э > 1$.

Вначале для накопления данных использовались обыкновенные электронно-лучевые трубки, широко применявшиеся в радиолока-

ционной технике. Запись производилась путем изменения рисунка облучаемого участка (система точка — тире, фокусировка — расфокусировка и ряд других).

При дальнейшем развитии вычислительной техники был создан ряд специальных трубок (селектрон, потенциалоскоп и др.). В этих трубках используется дополнительная сетка, с помощью которой возможно управление потоком вторичных электронов. Эта сетка, или, как ее называют, управляющая сетка, помещается в непосредственной близости к диэлектрическому экрану. При задании на нее некоторого потенциала создается дополнительное поле между экраном и этой управляющей сеткой, причем это поле воздействует только на вторичные электроны: или отталкивает их на экран, или же, наоборот, притягивает к сетке. При введении управляющей сетки ход кривой существенно изменяется. Появляется возможность образования более крутого спада на заднем участке кривой, точка *2* устойчивого равновесия сдвигается значительно левее (фиг. XXIII. 20, кривая *II*). Запоминающие устройства на электронно-лучевых трубках подробно описаны в литературе.

Ниже мы остановимся на рассмотрении только электронно-лучевых трубок типа потенциалоскоп. В трубках этого типа используется точка *3* устойчивого равновесия. В качестве диэлектрика используется окись алюминия Al_2O_3, имеющая высокий коэффициент вторичной эмиссии и обладающая высокой диэлектрической прочностью. Перед экраном на расстоянии 50—60 *мк* помещается управляющая сетка большой прозрачности, изготовленная из вольфрамовой проволоки.

Возможны два способа записи в трубках такого типа: изменением потенциала сигнальной пластины при неизменном потенциале управляющей сетки или изменением потенциала управляющей сетки (при постоянном потенциале пластины ($U_{с.п.}$ = const). Лучшие результаты были получены экспериментальным путем при использовании первого способа.

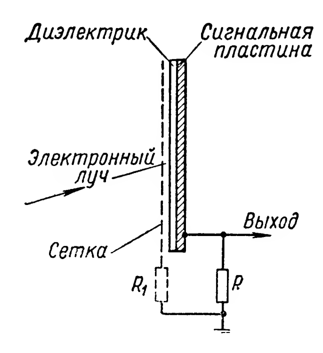
Запись может быть осуществлена следующим образом: сетка заземляется, потенциал $U_{кэ}$ = 1500 *в*, сигнальная пластина (СП) через сопротивление *R* подключается к земле (фиг. XXIII. 21).

Луч открывается сигналом, подаваемым на модулирующий электрод потенциалоскопа, после того как установится напряжение на отклоняющих пластинах трубки. Такой способ открывания луча предохраняет от облучения соседние участки экрана, в результате чего на них не происходит уменьшения записанных ранее зарядов.

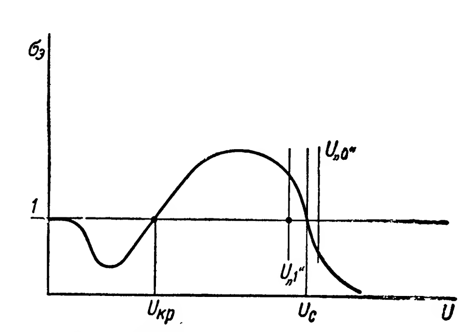
Запись единицы. Предположим, что записанной единице соответствует положительный заряд на поверхности диэлектрика. Для того чтобы записать единицу, подадим на сигнальную пластину небольшой отрицательный потенциал по отношению к управляющей сетке (порядка 10 *в*). Таким образом, потенциал сетки будет на 10 *в* выше потенциала сигнальной пластины, а следовательно, и потенциала диэлектрического экрана (если он не имеет заряда). Между сеткой и экраном образуется электрическое поле, которое будет направлять вторичные электроны к сетке.

На фиг. XXIII. 22 указан потенциал электрона при подаче на сигнальную пластину сигнала записи «1» (U_1). Из графика видно, что $\sigma_э > 1$ и потенциал облучаемого участка диэлектрика будет изменяться от U_1 к U_c, т. е. приближаться к потенциалу сетки.

Время облучения зависит от тока луча, состава диэлектрика и других причин. После того как потенциал облучаемого участка приблизится к U_c, снимается напряжение с СП (—10 *в*). Таким образом, участок диэлектрического экрана будет иметь потенциал +10 *в* по отношению к сетке, т. е. будет заряжен положительно.



Фиг. XXIII. 21. Схема записи «1» и «0» на экран.



Фиг. XXIII. 22. Запись «1» и «0».

З а п и с ь н у л я. Для того чтобы записать нуль, подадим на сигнальную пластину потенциал по отношению к управляющей сетке порядка +10 *в*. При этом диэлектрик, если он не был заряжен, также будет иметь потенциал +10 *в* по отношению к сетке (фиг. XXIII. 22). Между экраном и управляющей сеткой будет образовываться поле, которое будет притягивать вторичные электроны к экрану.

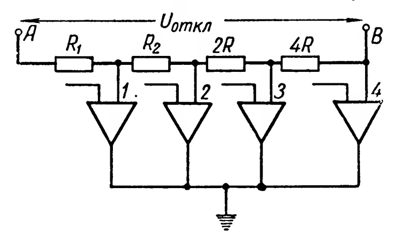
При облучении участка диэлектрика потенциал его будет изменяться, приближаясь к потенциалу сетки. Коэффициент $\sigma_э < 1$, и на поверхности диэлектрика накапливается отрицательный заряд. После снятия потенциала с сигнальной пластины, облучаемый участок будет иметь потенциал —10 *в* по отношению к управляющей сетке. Таким образом осуществляется запись единицы и нуля.

Следует обратить внимание на то, что заряд на поверхности диэлектрика может сохраняться в течение определенного промежутка времени. Это время колеблется от нескольких секунд до нескольких часов и даже суток и зависит от утечки и «засева». Под «засевом» будем понимать процесс осаждения электронов в заданную ячейку в момент облучения соседней. Величина «засева» зависит от целого ряда факторов (тока луча, конструкции трубки, расстояния между ячейками и др.). По этим причинам в запоминающих устройствах на электронно-лучевых трубках должны быть предусмотрены специальные цепи восстановления записанных данных.

Восстановление записанных данных по существу представляет собой повторную запись.

Считывание данных. При считывании данных потенциал сигнальной пластины устанавливается равным потенциалу управляющей сетки. Возможны два способа считывания зарядов с поверхности диэлектрика: использование токов проводимости и использование токов смещения. При использовании токов проводимости замеряется величина тока вторичной эмиссии в цепи управляющей сетки (фиг. XXIII. 6), для чего в цепь устанавливается сопротивление R_1 (на схеме показано пунктиром), с которого снимается сигнал. Когда считываются «0» или «1», полярность сигналов будет одна и та же, но при считывании нуля сигнал будет в несколько раз больше, чем при считывании единицы.

При использовании токов смещения замеряется сигнал в цепи сигнальной пластины, получающийся за счет разряда емкости участка диэлектрик — сигнальная пластина через сопротивление R. В этом случае при считывании единицы получаем сигнал отрицательной полярности, а при считывании нуля — положительной.



Фиг. XXIII. 23. Схема образования отклоняющего напряжения сложением токов.

Блок выработки отклоняющих напряжений (БВОН). Как уже указывалось, коммутация данных производится электронным лучом, который может быть с помощью отклоняющей системы направлен в любую точку растра (экрана трубки). Для управления отклонением луча необходимо специальное устройство — блок выработки отклоняющих напряжений (БВОН). Этот блок должен вырабатывать напряжение, пропорциональное поданному на его вход коду. По существу блок выработки отклоняющих напряжений представляет собой схему преобразования дискретной величины (адрес ячейки в виде двоичного кода) в пропорциональное напряжение, подаваемое на отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки. БВОН должен иметь две независимые части, одна из которых будет вырабатывать напряжение, отклоняющее луч в горизонтальном направлении, а другая вырабатывать напряжение, отклоняющее луч в вертикальном направлении. Таким образом обеспечивается установка луча в любую точку растра. Блок должен обеспечить точную установку луча в заданную ячейку в течение малого промежутка времени. При повторной установке луча расхождение с предыдущей установкой должно быть значительно меньше расстояния между соседними ячейками. По этой причине источник питания блока выработки отклоняющих напряжений должен иметь высокую стабильность.

Рассмотрим одну из схем, с помощью которой возможна выработка напряжений, пропорциональных заданному коду.

Схема сложения токов. На фиг. XXIII. 23 приведена схема сложения токов. Отклоняющее напряжение снимается с клемм A и B ($U_{откл}$). Для получения отклоняющего напряжения требуемой величины открывают соответствующие клапаны. Каждый

клапан должен не только пропускать ток, но и строго устанавливать его величину. Следовательно, каждый из клапанов *1*, *2*, *3*, *4* пропускает ток одинаковой величины. Допустим, на вход подается код 1000 (младший разряд слева); при этом на выходе схемы должно быть выдано напряжение, отклоняющее луч на один столбец (строку), что в действительности и имеет место. Код «1» в первом разряде открывает *1* и пропускает ток i через сопротивление R, тогда $U_{откл} = iR$. Если же необходимо направить луч в седьмой столбец (строку), то на вход подается код 1110. Коды в первом, втором и третьем разрядах открывают соответственно клапаны *1*, *2*, *3*. В результате с клемм AB снимаем напряжение

$$U_{откл} = i_i R_1 + i_2 (R_1 + R_2) + i_3 (R_1 + R_2 + 2R);$$

так как

$$i_1 = i_2 = i_3 = i, \text{ а } R_1 = R_2 = R,$$

то

$$U_{откл} = iR + iR + iR + iR + iR + 2iR,$$

$$U_{откл} = 7iR.$$

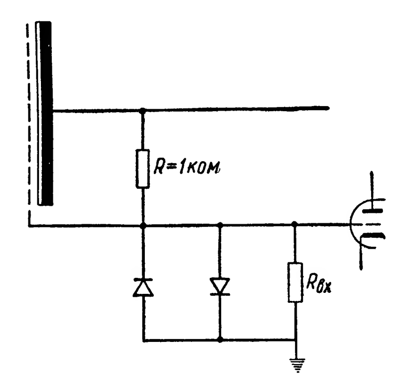
Для обеспечения работы запоминающего устройства с емкостью 1024 ячейки блок выработки отклоняющих напряжений должен обеспечить выдачу 32 напряжений различной величины (32 × × 32 = 1024). При конструировании схемы БВОН следует уделять особое внимание ее временным характеристикам. Последовательное соединение сопротивлений делителя (R_1, R_2, $2R$, $4R$ и т. д.) с емкостью, образуемой отклоняющими пластинами, создает цепь со временем установления, зависящим от параметров схемы. Это время установления является одним из факторов, определяющим быстродействие запоминающего устройства.

Управление блоком осуществляется от счетчика-регистра, выходные сигналы которого воздействуют на клапаны. В машине «Стрела» блок выработки отклоняющих напряжений обеспечивает выборку любой из 2048 ячеек, имеющихся на экране. Время установления отклоняющих напряжений около 2 *мксек*. Следует отметить, что введение в машину дискретного действия устройства, работающего по количественному признаку, создает определенные трудности, связанные с точной подгонкой параметров схемы, наладкой и выбором специальных источников питания. Указанное свойство и значительное количество электронного оборудования является одним из недостатков запоминающего устройства на электронно-лучевых трубках.

Блок усилителя. При считывании данных величина сигнала весьма мала, порядка нескольких милливольт.

Для усиления и формирования сигналов применяется усилитель. Схема усилителя выбирается в зависимости от способа считывания и записи. Если используется первый способ записи изменением потенциала сигнальной пластины, то пластина будет являться общим электродом как для подачи сигнала при записи, так и для снятия

воспроизводимых сигналов. Поскольку величины этих сигналов существенно отличаются друг от друга (при записи величина сигнала на пластину несколько вольт, а при воспроизведении несколько милливольт), то должна быть предусмотрена специальная цепь защиты усилителя. Кроме того, что эта цепь должна предохранять усилитель от чрезмерных перегрузок, она должна иметь малое время успокоения. Малое время успокоения позволит иметь большее число обращения к запоминающему устройству в единицу времени. В машине «Стрела»[1] входная цепь усилителя собрана по схеме на фиг. XXIII.24. Такой усилитель имеет время успокоения порядка 5 *мксек*.



Фиг. XXIII. 24. Входная цепь усилителя в машине «Стрела».

Опубликована работа по созданию усилителя воспроизведения с временем успокоения до 1 *мксек*, входная цепь такого усилителя имеет индуктивность с бифилярной обмоткой.

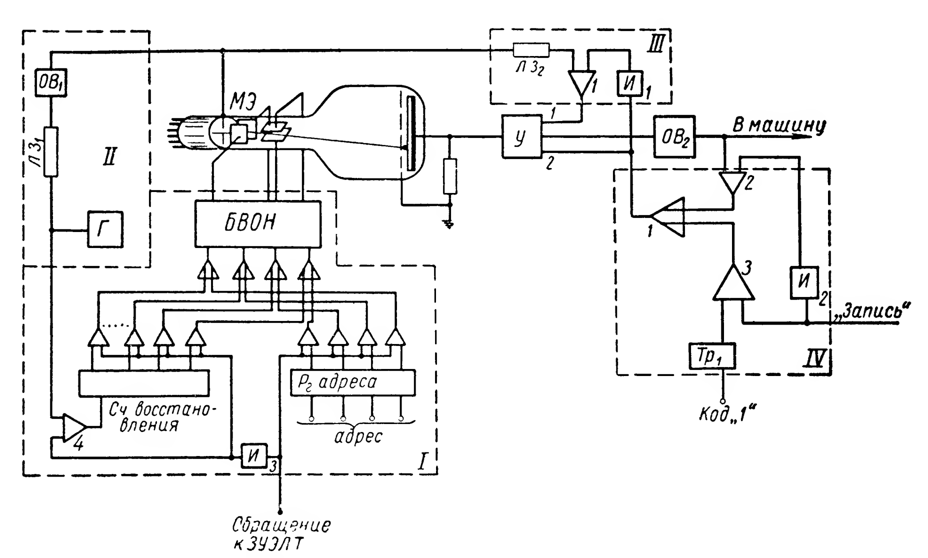
Восстановление. Как уже указывалось, заряд на поверхности диэлектрика может сохраняться в течение определенного времени. Время хранения определяется величиной утечки диэлектрика и «засевом». Утечка заряда определяется свойствами диэлектрика, а «засев» — током луча, конструкцией трубки и другими факторами. «Засев» наиболее интенсивен при записи данных, когда потенциал облучаемой точки приближается к равновесному. Для того чтобы избежать уничтожения заряда, необходимо его восстановить. Восстановление осуществляется следующим образом: считывается сигнал из ячейки экрана, и в зависимости от того, какой из сигналов считан («0» или «1») производится восстановление соответствующего заряда. Так, для тока луча 10—15 *мка* время восстановления 5—7 *мксек* при подаче на сигнальную пластину напряжения 10 *в* (для электронно-лучевых трубок типа потенциалоскоп, используемых в машине «Стрела»).

Блок-схема запоминающего устройства на электронно-лучевых трубках. Обычно запоминающее устройство на электронно-лучевых трубках используется в вычислительных машинах, работающих по параллельному принципу. В этом случае число трубок равно числу разрядов кода. Рассмотрим работу блок-схемы запоминающего устройства с одной электронно-лучевой трубкой (фиг. XXIII. 25). Следует отметить, что приведенная блок-схема является лишь одним из возможных вариантов схем, с помощью которых можно рассмотреть ряд принципиальных вопросов работы запоминающего устройства. Всю схему можно разбить на несколько цепей: *I* — цепь вы-

[1] В данном разделе используются материалы, представленные на конференцию по вычислительной технике (доклад канд. техн. наук А. Литвинова).

работки отклоняющих напряжений; *II* — цепь выработки управляющих сигналов, *III* — цепь записи и восстановления «0»; *IV* — цепь записи и восстановления единицы.

Работа схемы в режиме восстановления. Восстановление зарядов производится в течение всего времени, пока нет сигнала «обращение к ЗУЭЛТ», причем электронный луч перемещается последовательно от ячейки к ячейке по сигналам, вырабатываемым счетчиком восстановления (*Сч.* восстановления). Счетчик восстановления осуществляет циклический пересчет сигналов, по-



Фиг. XXIII. 25. Блок-схема запоминающего устройства на электронно-лучевых трубках для одного разряда.

ступающих от генератора *Г* через схему совпадения *4*. Число разрядов счетчика восстановления выбирается в зависимости от числа строк (столбцов), имеющихся на экране потенциалоскопа. Частота генератора *Г* выбирается из условия обеспечения восстановления зарядов при наиболее тяжелых режимах работы запоминающего устройства. При отсутствии сигнала «обращение к ЗУЭЛТ» схема совпадения *4* открыта по одному входу и сигнал, приходящий от генератора *Г*, проходит на счетчик *Сч. восстановления*. Код со счетчика восстановления через цепочку схем совпадения открытых сигналом от инвертора «И» передается в блок выработки отклоняющих напряжений (БВОН), который выдает на отклоняющие пластины напряжение, пропорциональное коду *Сч. восстановления*. Импульс от генератора *Г* подается не только на схему совпадения *4*, но и через $ЛЗ_1$ запускает одновибратор $ОВ_1$. Время задержки $ЛЗ_1$ определяется максимальным временем установления отклоняющего напряжения в БВОН.

Сигнал, вырабатываемый $ОВ_1$, подается на модулирующий электрод *МЭ* электронно-лучевой трубки, который открывает луч, и че-

рез $ЛЗ_2$ поступает на схему совпадения *1*. В момент облучения экрана на вход усилителя воспроизведения *У* подается сигнал считывания. Как указывалось ранее, сигналы считывания могут быть положительной и отрицательной полярности. Будем считать, что одновибратор $ОВ_2$ будет запускаться только сигналами, соответствующими считанной единице, если же считывается нуль, то на выходе $ОВ_2$ сигнала не будет.

При считывании «0» схема совпадения *1* будет открыта (а схема совпадения *2* будет закрыта) и сигнал от $ОВ_1$, задержанный в $ЛЗ_2$, пройдет через схему совпадения *1* и поступит на вход усилителя воспроизведения *У*. Отметим, что усилитель воспроизведения не только усиливает сигналы при считывании, но и вырабатывает соответствующие напряжения, подаваемые на сигнальную пластину при записи и восстановлении. Как и раньше, будем считать, что для записи единицы на сигнальную пластину должно подаваться напряжение —10 *в* по отношению к сетке. Такое напряжение будет вырабатываться усилителем *У*, если подается управляющий сигнал на вход *2*, если же подается сигнал по входу *1*, то на сигнальной пластине установится потенциал +10 *в*, что необходимо для записи нуля.

Таким образом, после того как считан нуль, начнется восстановление соответствующего ему заряда. Восстановление начнется спустя время t_2, на которое был задержан импульс от $ОВ_1$ в $ЛЗ_2$. Время t_2 выбирается из условия срабатывания схемы восстановления «1», которая выдает сигнал на вход *2* усилителя. При считывании единицы схема работает так же, как и при восстановлении «0» до начала считывания. Как только будет считана «1», запустится одновибратор $ОВ_2$. Сигнал от $ОВ_2$ пройдет через открытую по одному входу схему совпадения *2* (так как нет сигнала «запись») и через собирательную схему *1* поступит на вход *2* усилителя и на инвентор $И_1$. Сигнал с $И_1$ закроет по одному входу схему совпадения *1*, предотвращая поступление сигнала с $ЛЗ_2$ на вход *1* усилителя. Таким образом, усилитель *У*, получив по входу *2* управляющий сигнал от собирательной схемы *1*, выдает на сигнальную пластину напряжение, соответствующее записи (восстановлению) «1».

Работа схемы в режиме записи. Рассмотрим два случая: 1) необходимо записать единицу; 2) необходимо записать нуль.

Если требуется записать какие-либо данные в запоминающее устройство, то подается сигнал «обращение к ЗУЭЛТ»; при этом перекрывается цепь подачи от генератора *Г* к *Сч. восстановления*, так как схема совпадения *4* запирается по одному входу со стороны инвертора $И_3$, этим же сигналом закрывается цепочка схем совпадения.

Следовательно, на *Сч. восстановления* будет зафиксирован адрес последней ячейки, в которой производилось восстановление заряда. На регистр *Рг* адреса задается адрес ячейки, в которую должна быть произведена запись. Код с *Рг* адреса через цепочку схем совпадения и цепочку собирательных схем подается в БВОН. Если требуется

записать единицу, то на триггер Tp_1 подается код единицы. Так же подается сигнал «запись». В этом случае на выходе схемы совпадения *3* выдается сигнал, который проходит через собирательную схему *1* и поступает на вход *2* усилителя. При облучении выбранной ячейки экрана происходит запись «1». Если же требуется записать «0» то на Tp_1 сигнал не подается, схема совпадения *3* закрыта, схема совпадения *2* также закрыта сигналом от $И_2$ (так как имеется сигнал «запись»). Таким образом, на вход *2* усилителя сигнал поступить не может.

Схема совпадения *1* будет открыта по одному входу от $И_1$, по другому входу приходит сигнал с $ЛЗ_2$, который поступает на вход *1* усилителя, обеспечивая тем самым установление на сигнальную пластину напряжения, необходимого для записи «0».

После снятия сигналов «обращение к ЗУЭЛТ» и «запись» вновь начинается процесс восстановления зарядов.

Работа схемы в режиме считывания. При считывании данных подается сигнал «обращение к ЭУЭЛТ» и на регистр адреса записывается адрес ячейки, из которой следует производить считывание. В остальном работа схемы аналогична работе в режиме восстановления. Современные запоминающие устройства на электронно-лучевых трубках обладают высоким быстродействием, однако следует считать, что при дальнейших усовершенствованиях конструкции трубки и рядов блоков вполне возможно снизить время обращения до 2—3 *мксек* при увеличении емкости до 4096 ячеек.

К числу недостатков запоминающего устройства на электронно-лучевых трубках следует отнести: а) сравнительно большие габариты; б) необходимость в специальных высокостабилизированных источниках питания; в) сложность наладки блока выработки отклоняющих напряжений (единственного узла вычислительной машины дискретного действия, работающего не по качественному, а по количественному признаку); г) необходимость восстановления записи и д) необходимость дополнительного времени для установления напряжения в БВОН и успокоения усилителя.

Несмотря на ряд недостатков, электронно-лучевые трубки сохраняют свое важное значение как один из основных типов оперативного запоминающего устройства вычислительных машин дискретного действия.

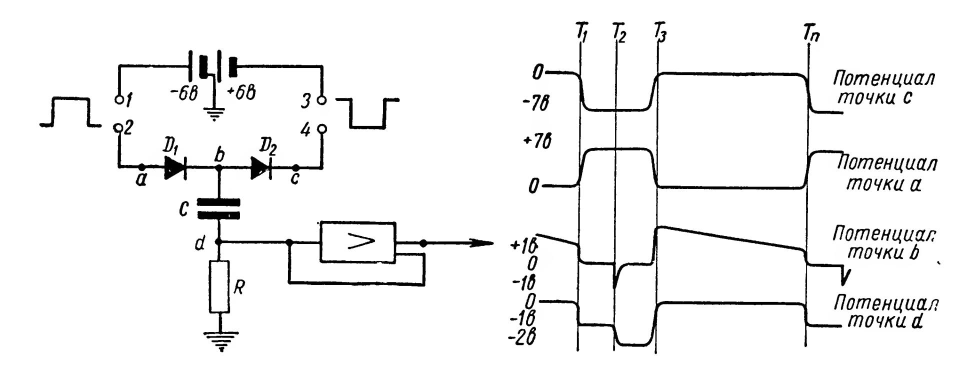
7. ЗАПОМИНАЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО НА КОНДЕНСАТОРАХ

Запоминающее устройство на конденсаторах относится к статическому, стирающемуся, кратковременному виду памяти. В качестве запоминающей ячейки используется обычный конденсатор. В цепь конденсатора C включаются диоды D_1 и D_2 таким образом, чтобы через один из них возможен был доступ к конденсатору при заряде, а другой препятствовал утечке заряда с обкладок конденсатора. На фиг. XXIII. 26 приведена схема ячейки, а на фиг. XXIII. 27 — временная диаграмма работы запоминающей ячейки такого типа. Весь процесс работы включает три периода: T_1—T_2 — время считы-

вания данных из запоминающей ячейки; T_2—T_3 — время восстановления заряда на конденсаторе; T_3—T_4 — время хранения записанного кода.

Рассмотрим как производится считывание данных. Будем считать, что на конденсаторе записан положительный заряд, и потенциал точки *b* меньше +6 *в*. При этом оба диода заперты, так как $U_a < U_b < U_c$.

При считывании в цепь диодов (точки *1—2*, *3—4*) подаются импульсы с амплитудой 6 *в* и полярностью, как указано на фиг. XXIII.27,



Фиг. XXIII. 26. Схема запоминающей ячейки на конденсаторе.

Фиг. XXIII. 27. Временная диаграмма запоминающей ячейки на конденсаторе.

в результате чего распределение потенциалов в схеме существенно изменится: точка *a* будет иметь +1 *в*, точка *b* имеет потенциал, обусловленный величиной записанного заряда (будем считать, что в момент T_1 $U_b = +1$ *в*). Потенциал в точке *c* будет —1 *в*. Таким образом, D_2 будет открыт и ток в цепи *R*, *d*, *C*, *b*, D_2, *c* создает некоторое падение напряжения на сопротивлении *R*, которое передается как считываемый сигнал. Если же на конденсаторе не было заряда, то потенциал точки *b* не изменится и на выходе схемы сигнал не появится. В нашем примере при считывании за период T_1—T_2 на выходе появится сигнал — 1 *в*, который подается на усилитель, который не только усиливает сигнал и выдает его в машину, но и вырабатывает специальный сигнал для восстановления заряда на конденсаторе. Этот импульс восстановления подается в момент T_2—T_3 в точке *d*, снижая потенциал ее до —2 *в*. При этом потенциал точки *b* снижается, открывается диод D_1 и начинается заряд конденсатора до потенциала, близкого к 0-му потенциалу (потенциал точки *b*). В момент T_3 снимается сигнал восстановления, сигнал в цепи диодов (с клемм *1—2* и *3—4*), в результате чего потенциал точки *b* увеличится до +2 *в*. При этом диод D_2 будет заперт, а утечка заряда с конденсатора возможна только через обратное сопротивление диода D_1. Время утечки определяет необходимую частоту восстановления зарядов. При наличии отрицательного заряда на конденсаторе

все процессы происходят аналогичным образом. Очевидно, что для записи данных на конденсатор необходимо перекрывать сигнал восстановления от усилителя, подавая в точку *d* импульс записи соответствующей полярности. Время записи зависит от параметров схемы и величины записываемого сигнала. Для повышения быстродействия величина заряда должна быть небольшой (в нашем примере —2 *в*), а прямое сопротивление диода как можно меньше; это обеспечит уменьшение времени заряда конденсатора τ заряда.

С другой стороны, *R* диода должно быть как можно больше, что позволит реже производить восстановление заряда, так как при этом τ разряда возрастает. Схема достаточно надежна при выборе $R = 1{,}5 \div 2{,}5$ *ком*. $C = 5000 \div 1500$ *пф*; в качестве диодов используются диоды типа ДГЦ.

Запоминающее устройство на конденсаторе выполняется в виде матрицы, подобно запоминающему устройству на ферритах, описанному ранее.

Емкость запоминающего устройства на конденсаторах зависит от времени разряда конденсатора через $R_{обр}$ диода. За это время схема управления запоминающим устройством должна обеспечить восстановление всех данных, записанных на конденсаторах.

Скорость работы запоминающего устройства может быть доведена до 100—150 *кгц*, однако при этом возникает ряд трудностей, связанных с более жестким режимом работы схем. Емкость такого запоминающего устройства может быть порядка 256—512 чисел. Необходимо отметить, что с выпуском диодов, имеющих большее $\frac{R_{обр}}{R_{пр}}$, возможности запоминающего устройства на конденсаторах значительно возрастут. Так, при использовании вакуумных диодов скорость работы может быть увеличена до 200 *кгц*. Запоминающие устройства на конденсаторах имеют сравнительно несложную схему и просты в эксплуатации. Такие запоминающие устройства наиболее целесообразно использовать в качестве оперативных в машинах, работающих по принципу параллельной передачи кода.

ЛИТЕРАТУРА

1. Быстродействующие вычислительные машины, перевод с английского под редакцией Д. Ю. Панова, ИЛ, 1956.

2. Детали и элементы радиолокационных станций, т. 1, перевод с английского под редакцией Брейтбарта А. Я., Издательство «Советское Радио», 1952.

3. Хавкин Г. А., Быстродействующая электронная счетная машина, АН СССР, Часть VI. Ртутное запоминающее устройство, Издательство АН СССР, 1952.

4. Серия статей, посвященных вычислительной технике. Proc. JRE, vol. 41 № 10, 1953.

5. «Londe Electrique», № 340, 1955, pp. 682—686.

6. Wang A., Magnetic Delay-Line Storige Proc. IRE, vol. 39, № 4, 1951 pp. 401—407.

7. Papian W. W., A Coincident-Current Magnetic Memory Cell for the Storage of Digital Information Proc. IRE, vol. 40, april 1952, pp. 475—478.

8. Munnick R. C., Ashenburst R. L. Multiple Coincideuce Magnetic Storage Systems. Journal of Applicel Phisics № 5, 1955, pp. 575—579.

9. Rajchman J. A., A Myriabit Magnetic-Core Matrix Memory. Proc. IRE, vol. 41, № 10, 1953, pp. 1407—1421.

10. Brown D. R., Albers-Schoenberg E. Ferrites Speed Digital Computers Electronics, vol. 26, № 4, 1953, pp. 146—149.

11. E. Albers-Schoenberg Ferrites for Microwave Circuits and Digital Computers Journal of Applied Phisics, vol. 25, № 2, 1954, pp. 152—154.

12. Hagen Glenn E. Air floating, a new principle in magnetic recording of Information Computers and Automation № 8, 1953, pp. 23—25.

ГЛАВА XXIV

ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

В реальных системах состояние процесса или положение объекта характеризуется рядом физических величин (напряжение, ток, давление, температура, перемещение и т. д.), которые изменяются непрерывно. Если такая система или объект управляются цифровой вычислительной машиной, то необходимо преобразовать данные, характеризующие состояние процесса или положение объекта, в дискретную форму. Аналогичное преобразование применяется также при передаче данных в непрерывной форме, хотя такая передача во многих случаях трудно осуществима из-за большого уровня помех. В большинстве случаев сигнал, подлежащий преобразованию, задается в виде электрического напряжения или углового положения вала.

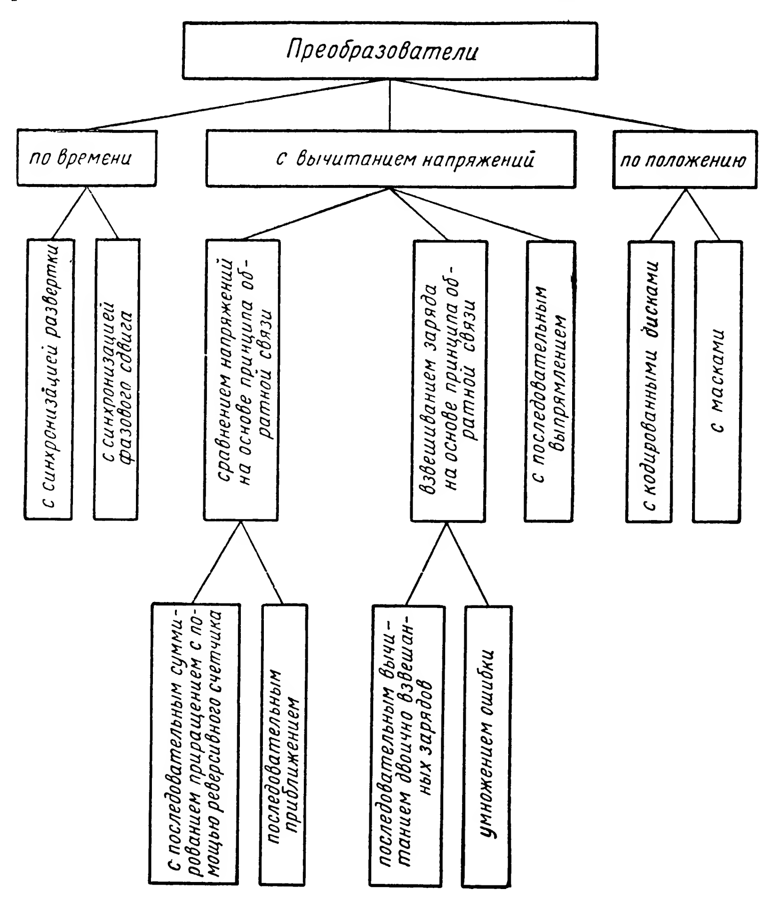
Основные требования. Все преобразовательные устройства характеризуются рядом параметров, важнейшими из которых являются скорость преобразования, точность преобразования и период однократного преобразования.

Эти требования предъявляются в зависимости от места и назначения преобразователя в системе управления.

Под скоростью преобразования понимают число преобразований в секунду. Выдаваемый преобразователем в дискретной форме результат представляет собой ближайшее значение преобразуемой величины в точке преобразования. Число преобразований в секунду определяется частотным спектром преобразуемого сигнала (частотной составляющей сигнала, которую необходимо сохранить) и частотными свойствами преобразователя. Частота преобразований должна быть не менее чем в 2 раза выше частоты наивысшей составляющей сигнала.

Изменения преобразуемой величины могут быть представлены в виде отдельных импульсов, соответствующих приращению преобразуемой величины, а сама величина в каждый момент времени представляет сумму этих приращений. Преобразуемая величина может быть представлена также в виде кода числа, соответствующего полному ее значению в данный момент времени. При рассмотрении работы преобразователя необходимо различать, является ли скорость преобразования скоростью преобразования полного значения входной величины или ее приращения.

Под длительностью однократного преобразования понимается время, необходимое для одного преобразования. Очевидно, что максимальная скорость преобразования ограничивается длительностью однократного преобразования. Время между двумя последующими преобразованиями должно быть больше или в крайнем случае равно



Фиг. XXIV. 1. Классификация преобразователей.

длительности однократного преобразования. Длительность однократного преобразования должна быть достаточно мала, чтобы за время одного преобразования преобразуемый сигнал не изменился более чем на единицу младшего разряда. Несоблюдение этого требования может привести к большой ошибке или даже к совершенно неверному результату. Если максимальное изменение входного сигнала за время однократного преобразования больше единицы младшего разряда, применяют специальные меры для фиксации преобразуемого сигнала на время одного преобразования, например фильтры для ограничения частотной характеристики входного сигнала.

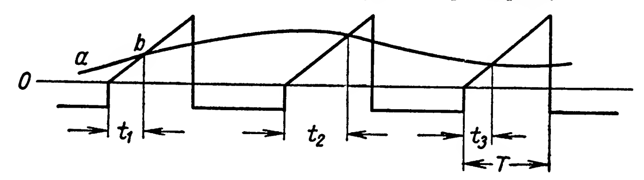
При работе в реальном масштабе времени следует учитывать задержку, вносимую преобразователем вследствие длительности однократного преобразования.

Точность есть функция максимального числа фиксированных уровней во всем диапазоне изменения преобразуемой величины. Число фиксированных уровней определяет количество разрядов преобразователя. Процесс преобразования является в сущности измерением, а всякое измерение устанавливает отношение измеряемой величины к некоторой известной эталонной величине, поэтому в любом преобразователе должен быть датчик эталонных величин. Число уровней преобразователя определяется точностью примененного в нем эталона, а также флюктуациями и шумами преобразуемой величины и самого преобразователя. Преобразователь не будет работать с большей точностью или стабильностью, чем примененный в нем эталон.

Несмотря на большое разнообразие существующих преобразователей, по принципу действия все они могут быть разделены на преобразователи времени, преобразователи с вычитанием напряжения и преобразователи положения (фиг. XXIV. 1).

1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ВРЕМЕНИ

Преобразователи времени по существу являются счетными схемами. Серия импульсов определенной фиксированной частоты поступает в счетное устройство за время импульса, ширина которого модулирована в соответствии с амплитудой преобразуемой величины.



Фиг. XXIV. 2. Принцип работы преобразователя с амплитудной модуляцией эталонного напряжения развертки.

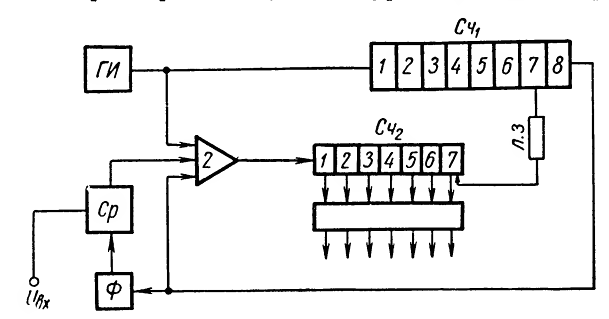
Импульсы подсчитываются счетчиком. Модуляция может быть как амплитудная, так и фазовая. При амплитудной модуляции (синхронизации развертки) эталонное напряжение изменяется линейно от нуля до максимального значения во время каждого периода синхронизации. Когда преобразуемое напряжение равно эталонному, начинается или прекращается подача импульсов на счетную схему (фиг. XXIV. 2). Фиксированный нулевой уровень эталонного напряжения может быть началом или концом счета импульсов.

При синхронизации фазового сдвига преобразуемая непрерывная величина выражается фазовым сдвигом напряжения переменного тока по отношению к фиксированному эталонному напряжению.

Импульсы начинают поступать на счетчик, когда одно из напряжений проходит через нулевое значение, и прекращаются, когда через

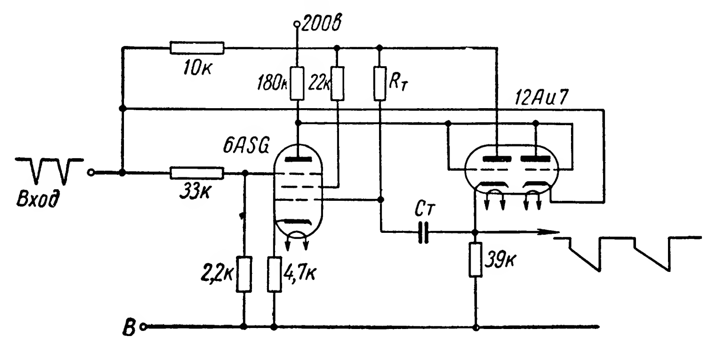
нуль проходит второе напряжение. Последний метод удобен тогда, когда входная непрерывная величина легко преобразуется в фазовый сдвиг.

В преобразователе с амплитудной модуляцией счет синхронизирующих импульсов от *ГИ* начинается в точке *а* — в момент совпадения напряжения развертки с нулевым уровнем («0») и прекращается



Фиг. XXIV. 3. Структурная схема преобразователя на семь разрядов.

в точке *b* — в момент совпадения напряжения развертки с напряжением преобразуемого сигнала (фиг. XXIV. 3). Серия импульсов поступает на счетчик в течение времени t_1. По истечении времени t_1 на счетчике будет зафиксирован код числа, пропорциональный амплитуде преобразуемого сигнала. Перед каждым следующим счетом



Фиг. XXIV. 4. Схема фантастрона.

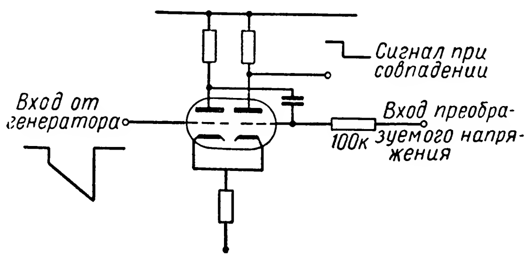
серии импульсов счетчик сбрасывается в нулевое положение. Таким образом, каждый раз происходит подсчет полного значения преобразуемой величины. Максимальная длительность однократного преобразования равна *Т*. Скорость преобразования равна частоте развертки эталонного напряжения.

В преобразователе на семь разрядов (128 уровней) импульсы от *ГИ* поступают на $Сч_1$ и схему совпадения *2*. Восьмой разряд счетчика $Сч_1$ предназначен для управления схемой совпадения *2* и запуска фантастрона. Фантастрон (фиг. XXIV. 4) запускается каждым

256-м импульсом, который выдается восьмым разрядом счетчика. Одновременно открывается схема совпадения *2*. Импульсы от *ГИ* через схему совпадения *2* поступают на счетчик $Сч_2$, имеющий семь разрядов. Выходное напряжение фантастрона сравнивается в цепи сравнения напряжения (фиг. XXIV. 5) с преобразуемым напряжением. При совпадении напряжений, поступающих в схему сравнения (точка *b* на фиг. XXIV. 2), выдается сигнал, который запирает схему совпадения *2*. Поступление импульсов от *ГИ* на вход $Сч_2$ прекращается. Сигнал с 7-го разряда $Сч_1$ открывает цепочку клапанов, и код числа, пропорциональный преобразуемому напряжению, выдается с $Сч_2$ параллельно.

Счетчик $Сч_2$ сбрасывается тем же сигналом, который поступает на вход сброса через линию задержки.

Все преобразователи рассматриваемого типа обладают ограниченной скоростью преобразования, так как трудно построить надежно работающие счетчики на частотах свыше 5 *мггц*.



Фиг. XXIV. 5. Схема сравнения напряжений.

Если частота импульсов *ГИ* равна 1 *мггц* и преобразователь имеет точность 0,1%, то максимальная скорость равна 1000 преобразований в секунду, так 1000·1000 = 1 *мгц*.

Точность ограничивается линейностью генератора развертки, которую трудно сделать лучше, чем 0,1%, стабильностью частоты генератора *ГИ* (для повышения стабильности частота *ГИ* стабилизируется кварцем), точностью схемы сравнения напряжений и разрешающей способностью схемы совпадения. При работе преобразователя с неравномерным интервалом отсчета могут при снятии результата возникать ошибки главным образом вследствие погрешности результата при считывании во время переброса счетчика.

Схема преобразователя упрощается, если входной величиной является угловое положение вала. Так, например, в схеме накопителя на магнитном барабане угловое положение магнитного барабана определяется кодом счетчика, который подсчитывает импульсы с дорожки синхронизации.

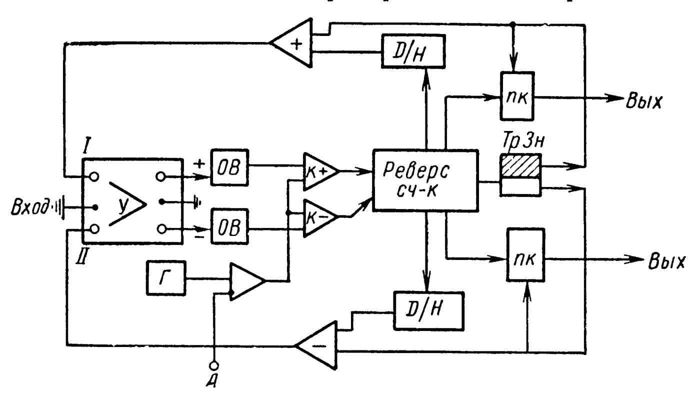
Основными преимуществами этого типа преобразователя являются простота схемного построения цепей, сравнительная легкость конструкции, небольшое количество основных цепей и достаточно высокая скорость.

В настоящее время с помощью временного преобразователя достигнута точность 0,05%.

2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ВЫЧИТАНИЕМ НАПРЯЖЕНИЙ

Метод вычитания напряжений может быть реализован различными способами. По способам выполнения такие преобразователи можно разделить на следующие три группы: сравнение напряжений на основании принципа обратной связи; взвешивание зарядов на основе принципа обратной связи и преобразование с последовательным выпрямлением.

Преобразователи, использующие сравнение напряжений на основании принципа обратной связи. Метод отрицательной обратной связи заключается в том, что преобразователь вырабатывает непре-



Фиг. XXIV. 6. Схема преобразователя с реверсивным счетчиком.

рывное напряжение, равное коду, установленному в соответствии с входным напряжением.

Отработанное преобразователем напряжение является напряжением обратной связи, которое сравнивается с преобразуемым напряжением. Преобразователь регулируется до тех пор, пока разность между напряжением обратной связи и преобразуемым напряжением не будет меньше определенной величины. Преобразователи с обратной связью могут использовать или суммирование приращений с использованием реверсивного счетчика, или последовательное приближение с отработкой полного значения кода числа.

В преобразователе с реверсивным счетчиком (фиг. XXIV. 6) преобразуемое напряжение $U_{вх}$ подается на вход II дифференциального усилителя $У$. Из него вычитается напряжение обратной связи $U_{o.c}$, поданное на другой ввод усилителя. Напряжение на выходе усилителя пропорционально разности $U_{вх} — U_{o.c}$. В зависимости от знака разности открывается клапан в цепи сложения ($к+$) или клапан в цепи вычитания ($к—$), и поступающие от генератора $Г$ импульсы суммируются с содержимым счетчика или вычитаются из него. Клапаны закрываются, как только напряжение рассогласования $U_{вх} — U_{o.c}$ станет равным нулю или близким к нему, и снова открываются для сложения или вычитания импульсов в зависимости от знака напряжения рассогласования. Клапаны переключаются одновибраторами $ОВ$.

Код числа в счетчике преобразуется в непрерывное напряжение в преобразователе D/H (посредством суммирования двоично взвешенных токов на эталонных сопротивлениях) и в виде напряжения обратной связи $U_{o.c}$ подается на один из входов усилителя $У$. Если $U_{вх}$ положительно, $U_{o.c}$ пoдается на вход I усилителя, если отрицательно — на вход II. Переключение каналов обратной связи $U_{o.c}$ и выходных цепочек клапанов *пк* осуществляется триггером знака *Тр. Зн.*

В момент считывания по управляющему сигналу A счет импульсов прекращается и показание реверсивного счетчика выдается через цепочку клапанов. Если считывать при работе счетчика, то могут появиться ошибки ввиду неопределенности состояния счетчика в момент передачи единиц переноса в старшие разряды. Точность рассматриваемого преобразователя зависит от показаний счетчика, преобразованных в электрическое напряжение, и амплитудной чувствительности усилителя. Рассмотренная схема является своего рода следящей системой, в которой число в счетчике «следит» за величиной и знаком входного напряжения $U_{вх}$.

Для устойчивой работы такой системы необходимо, чтобы схема позволяла определить за время между двумя импульсами $Г$, исправлена ли ошибка рассогласования или нет. Кроме того, во избежание колебаний необходима некоторая «мертвая зона» (зона нечувствительности), $U_{вх} - U_{o.c}$, не равная нулю. Данный преобразователь может работать с частотой импульсов генератора до $f = 250$ *кгц*.

В основу преобразователя с последовательным напряжением положен метод замкнутой обратной связи, который требует наличия устройства для преобразования дискретных величин в непрерывные. Дискретный код преобразуемого напряжения отрабатывается в ряде коммутирующих ячеек с двумя устойчивыми состояниями и вновь преобразуется в сумму эталонных напряжений обратной связи, которая совместно с преобразуемым напряжением подается на усилитель. Усилитель выполняет роль дискриминатора напряжения, который должен различать только положительные или отрицательные напряжения, управляющие состоянием положительных ячеек во время прохождения синхронизирующих импульсов.

Таким образом, рассматриваемая схема работает по принципу вычитания и последующего сравнения анодного напряжения с преобразуемым напряжением.

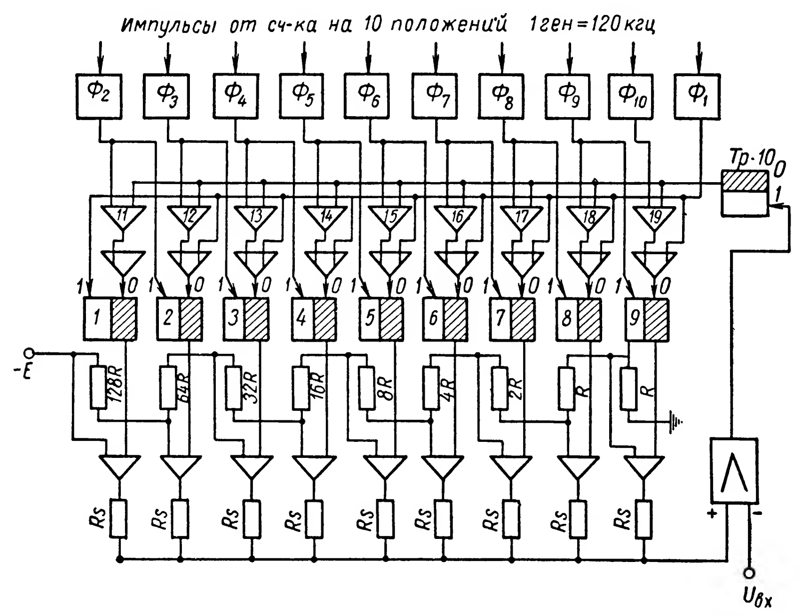
Преобразователь генерирует 10 прецизионных эталонных напряжений со скоростью 120 *кгц*. Скорость преобразований 12 000 в секунду. Преобразование производится сразу по всей шкале.

Эталонные напряжения двоично взвешены, т. е. уменьшаются от эталона к эталону в 2 раза и подаются от стабилизированного источника.

Схема преобразователя (фиг. XXIV. 7) обеспечивает девять разрядов преобразования в течение времени, пока происходит минимизация разности между генерируемыми двоично взвешенными эталонными напряжениями и входным напряжением.

Схема работает следующим образом. Со специальной электронно-лучевой трубки с переключающим лучом выдается последовательно сигнал на одну из 10 шин частотой 120 *кгц*. Каждый импульс выдается по отдельному каналу и проходит через соответствующий формирователь, откуда поступает через схему совпадения на триггер.

Первый импульс Φ_1 перебрасывает триггер старшего разряда *Тр. 1* в положение «1» и сбрасывает триггеры остальных разрядов в положение «0». *Тр. 1* через схему совпадения подключает на вход



Фиг. XXIV. 7. Структурная схема девятиразрядного преобразователя.

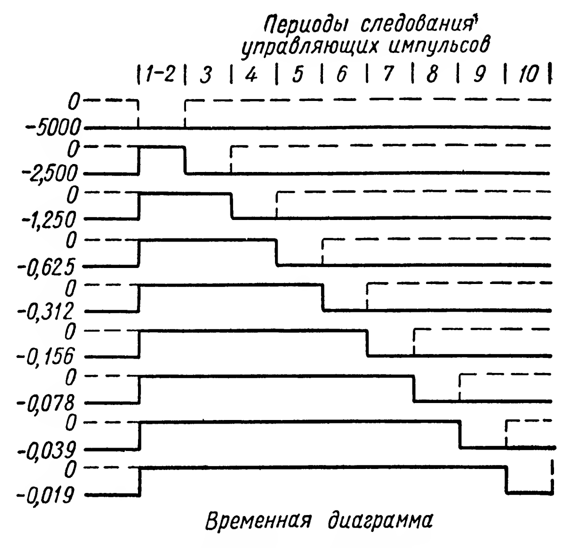
усилителя опорное напряжение, соответствующее старшему разряду, — E_0. Опорное напряжение суммируется с входным в усилителе рассогласования. Если $|U_{вх}| > |U_{оп}|$, то *Тр. 10* не изменяет свое состояние и второй импульс с Φ_2 перебросит *Тр. 2* из положения «0» в положение «1». Триггер *2* подключает на вход усилителя напряжение, соответствующее второму разряду $\left(-\frac{E_0}{2}\right)$. Вновь выделенное опорное напряжение поступает на вход усилителя и суммируется с имеющимся там напряжением $U_{вх} - E_0$.

Если полученное рассогласование $\Delta U_2 > 0$, то последующий третий импульс подключит опорное напряжение, соответствующее третьему разряду, если же $\Delta U_2 < 0$, т. е. сумма опорных напряжений по абсолютной величине больше входного, то *Тр. 10* перебросится в положение «1». *Тр. 10* открывает по входу *1* схемы совпадения *11—19*. Последующий третий импульс с Φ_3 через схему совпадения *12* сбросит *Тр. 2* в положение «0» и перебросит *Тр. 3* в положение «1», после чего опорное напряжение второго разряда будет

отключено от входа усилителя, а опорное напряжение, соответствующее третьему разряду, $\frac{-E_0}{4}$, будет подключено к усилителю.

Таким образом, если сумма опорных напряжений в каком-либо разряде больше входного напряжения, *Тр. 10* устанавливается в положение «1» и следующий импульс сбрасывает триггер предшествующего разряда.

Девятый импульс проверяет, нужно ли отключить опорное напряжение девятого разряда или его нужно оставить. После этого девятиразрядный код прочитывается и записывается в промежуточный накопитель, затем триггеры сбрасываются первым импульсом.



Фиг. XXIV. 8. Временная диаграмма девятиразрядного преобразователя.

Точность рассмотренного преобразователя зависит от точности опорных напряжений и в первую очередь от усилителя постоянного тока.

Для предохранения усилителя от перегрузки при больших сигналах вводятся диодные ограничители, которые работают при поступлении *1, 2, 3, 4* импульсов.

При использовании улучшенного усилителя рассогласования и более быстродействующих цепей генерации опорных напряжений указанный преобразователь может работать со скоростью 1 млн. преобразований в секунду с точностью 0,1%. На фиг. XXIV. 8 приведена временная диаграмма включения опорных эталонных напряжений. Сплошными линиями указано включение эталонных напряжений соответствующих разрядов, если сумма опорных напряжений меньше $U_{вх}$; пунктиром показано включение соответствующих разрядов, если сумма опорных напряжений больше $U_{вх}$.

Взвешивание зарядов на основе принципа обратной связи. Преобразователи с вычитанием зарядов производят накопление неизвестной величины в виде заряда на конденсаторе, из которой в определенное время вычитается калиброванное количество зарядов до тех пор, пока неизвестное напряжение не станет меньше наименьшего различаемого заряда. Подобные преобразователи могут использовать два метода вычитания зарядов:

1) последовательное вычитание импульсов — двоично взвешенные заряды — вычитаются из заряда на конденсаторе;

2) умножение ошибки — оставшийся заряд после каждого вычитания умножается на 2, а вычитается фиксированный заряд.

Отличительной особенностью цепей подобных преобразователей является то, что они производят передачу зарядов и поэтому постоянные времени должны быть малыми. Кроме того, эти преобразователи создают нагрузку для цепей, вырабатывающих неизвестное напряжение во время периода отбора.

Преобразователь с последовательным выпрямлением. Характерной особенностью этого преобразователя является то, что в нем используются только элементы непрерывной техники. Поэтому такой преобразователь почти мгновенно представляет цифры и его быстродействие ограничивается лишь временем нарастания каждого каскада.

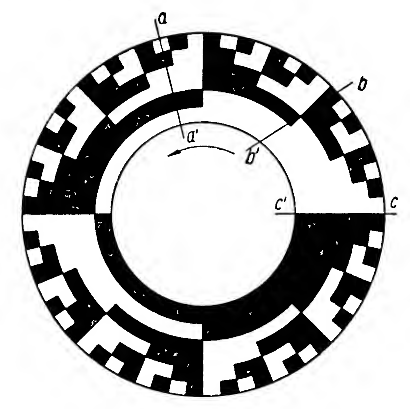
Преобразователь состоит из ряда каскадов, обеспечивающих выход цифры в том или ином двоичном разряде. Каждый каскад преобразователя состоит из двухполупериодного выпрямителя, усилителя, устройства изменения уровня напряжения и подключенного параллельно выпрямителю ограничителя. Входное напряжение каждого каскада поступает на ограничитель и двухполупериодный выпрямитель. Если это напряжение меньше нуля, ограничитель не показывает цифры (0), и если входное напряжение каскада больше нуля, то ограничитель показывает цифру (1) в соответствующем двоичном разряде. Входное напряжение каскада выпрямляется, затем удваивается, и после изменения уровня напряжения оно выдается на вход следующего каскада.

Рассмотренный преобразователь осуществляет почти непрерывное во времени преобразование входного напряжения с одновременной выдачей кода числа. Несмотря на то, что преобразователь этого типа имеет большие ограничения в точности и трудности в устранении фазового сдвига в последних каскадах, он является предпочтительным в тех случаях, когда требуется низкая точность не выше шести двоичных разрядов и достаточно высокая скорость преобразования. Основное ограничение в точности вносит чувствительность ограничителя, скорость же ограничивается полосой пропускания последнего каскада.

3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОЛОЖЕНИЯ

Преобразование по положению является наиболее простым и во многих случаях наиболее целесообразным методом преобразования. Этот метод широко применяется, главным образом для преобразования углового положения вала. В преобразователях данного типа используются кодированные шкалы той или иной конфигурации. Последняя может быть в форме кодового рисунка на поверхности барабана или диска, в форме маски на экране электронно-лучевой трубки и т. д. Сам принцип использования кодированной шкалы для преобразования непрерывной величины в код числа не является новым и давно используется во всех измерительных стрелочных приборах. В наиболее точных приборах визуальный отсчет возможен

с точностью до нескольких секунд дуги. Трудность заключается в том, что надо «читать» показания кодированной шкалы электрическими или электромеханическими способами. В преобразователях с кодированными дисками восприятие осуществляется электромеханически, с помощью контактных щеток или фотоэлектрически, с помощью светового пучка и фотоэлемента. В преобразователях с маской считывание производится разверткой электронного луча. Вертикальное отклонение луча пропорционально амплитуде преобразуемого напряжения, а частота развертки по горизонтали определяет количество преобразований в секунду или скорость преобразований. Очевидно, что число разрядов кода, кроме ряда других факторов, зависит от числа кодовых дорожек, которые могут быть размещены на шкале, т. е. от геометрических размеров шкалы. При электромеханическом восприятии с помощью контактных щеток на одном диске можно разместить до семи разрядов, что дает $2^7 = 128$ фиксированных уровней; при фотоэлектрическом восприятии удается разместить до 16 разрядов на одном диске или цилиндре.



Фиг. XXIV. 9. Шкала, закодированная двоичным кодом.

Для повышения точности преобразователя используют несколько кодированных дисков, связанных определенным передаточным отношением. Однако при этом приходится принимать специальные меры для устранения влияния люфтов в передаточных шестернях на точность работы преобразователя. На фиг. XXIV. 9 показана шкала, закодированная обычным двоичным кодом. Шкала имеет шесть разрядов.

Будем считать для определенности, что шкала нанесена на стеклянный диск в виде прозрачных и непрозрачных участков. Прозрачные участки (белые) соответствуют единицам, непрозрачные (черные) соответствуют нулям. Чтение шкалы осуществляется фотоэлектрически, с помощью светового луча, пересекающего шкалу в радиальном направлении от центра к краям. Вал и связанная с ним шкала вращаются против часовой стрелки.

На фиг. XXIV. 9 в увеличенном масштабе показан важный потенциальный источник ошибок обычного двоичного кодирования. Если «чтение» осуществляется по линии aa', то это соответствует числу 0,101101, или 45/64 оборота (0,101101—45/64). Однако вследствие неточного изготовления шкалы ошибки в радиальной установке считывающей щели или движения шкалы во время процесса чтения фактическая линия считывания может, например, пройти на bb'. Это соответствует числу 0,110000, или 270°, что на 45° меньше действительного значения угла. Если линия считывания проходит по cc', то в этом случае результат может быть самым неопределенным,

от нуля до 0,111111, т. е. ошибка может достигать максимального значения шкалы.

Источник неопределенности, неоднозначности, заложен в самой природе дискретного представления непрерывной величины. При дискретном представлении непрерывной величины при переходе ее от одного значения к другому имеет место разрыв непрерывности, скачок, и в точке разрыва существует два значения этой величины, отвечающие двум соседним дискретным значениям. Величина скачка между последовательными дискретными величинами равна единице младшего разряда кода для любой системы счисления; при этом при передаче единицы переноса в старшие разряды имеет место изменение цифр более чем в одном разряде, а при сквозном переносе в самый старший разряд изменяются все разряды числа. Например, при переходе от числа 0,011111 к числу 0,100000 (см. фиг. XXIV. 9) изменяются цифры во всех разрядах. При считывании это может привести к большой ошибке, как об этом уже говорилось.

Во всех преобразователях по положению принимаются специальные меры для устранения неоднозначности отсчета в точках переноса более чем в один разряд. Широко применяется так называемый код Грея, особенностью которого является то, что любые два соседних числа, представленных в этом коде, отличаются только в одном разряде, а не в нескольких, как при обычном двоичном кодировании при сквозном переносе в нескольких разрядах. Таким образом, если считывание производится в произвольные моменты времени, ошибка при считывании может произойти только в одном разряде. Величина этой ошибки равна единице младшего разряда в обычной двоичной записи.

Любое двоичное число может быть записано кодом Грея следующим образом. Те двоичные разряды, для которых соседний старший разряд есть нуль, остаются без изменения; в остальных разрядах нули заменяются единицами, и наоборот. В таблице дан пример обычного кода и кода Грея, а на фиг. XXIV. 10 приведена часть шкалы, закодированная этим кодом.

Интересно отметить, что такое преобразование возможно в любой системе счисления, но в двоичной системе оно наиболее просто. На фиг. XXIV. 11 показана такая же шкала, как и на фиг. XXIV. 9, но закодированная кодом Грея.

Трудность применения подобного кода заключается в том, что необходимы специальные дополнительные цепи для перехода от кода Грея к обычному двоичному коду, что вызвано невозможностью выполнения арифметических операций над числами, представленными кодом Грея.

Преобразование кода Грея в обычный двоичный код начинается с самой старшей значащей цифры. Подсчитывается число единиц в старших разрядах кода Грея, включая и преобразуемый разряд. Если результат нечетный, в данном разряде записывается единица, если четный, записывается нуль. Было разработано несколько оригинальных схем для перевода кода Грея в обычный код, однако все они ведут к усложнению преобразователя.

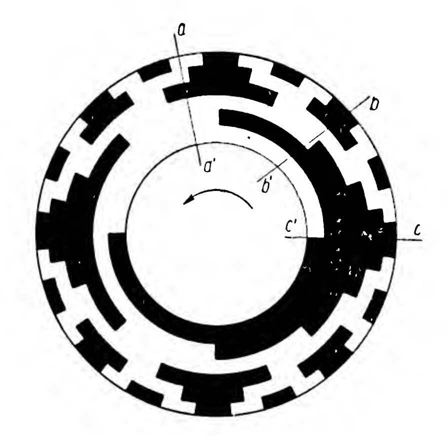
Кроме кода Грея, применяются и другие способы устранения неоднозначности считывания: жесткая синхронизация моментов считывания результатов преобразования; использование сдвоенных щеток, охватывающих область неопределенности; введение вспомогательной разрядной дорожки и др.

0001	15
1001	14
1101	13
0101	12
0111	11
1111	10
1011	9
0011	8
0010	7
1010	6
1110	5
0110	4
0100	3
1100	2
1000	1
0000	0

Фиг. XXIV. 10. Часть шкалы, закодированная кодом Грея.

Сопоставление двоичной записи и кода Грея

Десятичная запись	Двоичная запись	Код Грея
0	0000	0000
1	0001	0001
2	0010	0011
3	0011	0010
4	0100	0110
5	0101	0111
6	0110	0101
7	0111	0100
8	1000	1100
9	1001	1101
10	1010	1111
11	1011	1110
12	1100	1010
13	1101	1011
14	1110	1001
15	1111	1000



Фиг. XXIV. 11. Шкала, закодированная кодом Грея.

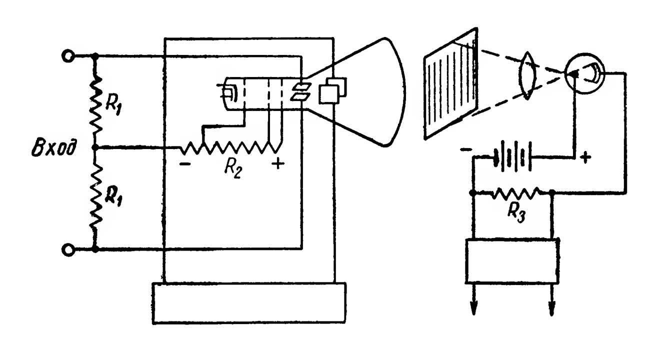
Преобразователи по положению с электронно-лучевой трубкой. Быстродействующий преобразователь может быть осуществлен с помощью электронно-лучевой трубки (фиг. XXIV. 12). Преобразуемое непрерывное напряжение в этом преобразователе периодически подается на вертикальные отклоняющие пластины. Одновременно на горизонтальные отклоняющие пластины подается напряжение развертки, так что луч прочерчивает на экране линию на высоте, пропорциональной приложенному напряжению. Если перед экраном поместить маску, закодированную обычным двоичным кодом или кодом Грея, линзу и фотоэлемент, то на выходе мы получим серию импульсов, которые будут двоичным представлением напряжения, поданного на вход.

Точность системы зависит главным образом от линейности вертикального отклонения и линейности развертки и может достигать 0,1% (10 двоичных разрядов).

Скорость однократного преобразования ограничивается временем восстановления фотоэлемента и экрана электронно-лучевой трубки.

Другой тип преобразователя с маской основан на использовании лампы типа моноскопа, внутри которой имеется специальная пластина — маска с нанесенным на нее двоичным кодом. Лампа генерирует последовательность импульсов, являющихся двоичным представлением поданного на вход напряжения. В преобразователях подобного типа достигнута скорость 5 млн. преобразований в секунду.

В преобразователях по положению при каждом преобразовании осуществляется перевод в дискретную форму полного значения



Фиг. XXIV. 12. Схема преобразователя с электронно-лучевой трубкой.

непрерывного входного сигнала; при этом преобразование производится непосредственно в код, без введения промежуточных величин в форме временного интервала или фазового сдвига, как в преобразователях по времени.

Преобразователи смешанного типа. Ряд преобразователей из непрерывных величин в дискретные относится к смешанному типу. В одной из схем первые восемь разрядов кода получают методом обратной связи — последовательным вычитанием, остаточное напряжение усиливается и преобразуется с помощью преобразователя по времени. При этом получается несколько большая скорость и точность, чем при двух отдельных преобразователях. Другим примером является использование двух электронно-лучевых трубок в преобразователях с маской. Сигнал сначала преобразуется до восьми старших разрядов, и напряжение, представляющее эти восемь разрядов, вычитается из входного. Разность усиливается и преобразуется второй трубкой, с повышенной чувствительностью. Два преобразователя образуют, таким образом, полное устройство с повышенной точностью. Однако и здесь точность ограничена точностью стандартных напряжений и амплитудной чувствительностью схемы вычитания.

В преобразователях смешанного типа, как и в рассмотренных выше, трудно получить точность лучше чем 0,1%.

4. СРАВНЕНИЕ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Из трех рассмотренных методов самым перспективным является метод преобразования по положению (с кодированными шкалами). Этот метод обеспечивает получение наиболее высоких скоростей при использовании сравнительно простых цепей. В сущности в преобразователях данного типа не требуются логические цепи, матрицы и т. д. (за исключением усилителей и цепей развертки). По-видимому, на этом принципе возможно построение преобразователя минимального размера (в преобразователях с фотоэлектрическим чтением ширина единицы младшего разряда на диске, по литературным данным, может быть сделана порядка 0,2 *мм*). При использовании лампы типа моноскопа скорость преобразователя, по литературным данным, может быть доведена до 10^7 преобразований в секунду с точностью до 0,1%.

Преобразователи по времени конструктивно более сложны, но обеспечивают максимально достижимую в настоящее время точность (0,05% в преобразователях с разверткой по времени). Ограничения по скорости в преобразователях данного типа обратно пропорциональны точности. С триггерами на 10 *мгги* и точностью преобразования 0,1% максимальная скорость преобразователя ограничена 10 000 преобразований в секунду. Скорость определяется в основном скоростью счетчиков.

Преобразователи с вычитанием напряжений обладают достаточной скоростью и точностью, но являются наименее разработанными. Максимальная скорость до 200 000 преобразований в секунду с точностью до 0,1%. Однако соответствующие цепи являются сложными. Чисто механические преобразователи в настоящее время вытесняются электромеханическими или электронными.

ЛИТЕРАТУРА

1. Gerhard L., Hollander. Criteria for the Selection of Analog-to-Digital Converters Proc. of the National Electronics Conference, vol. IX, 1953, pp. 670—683.
2. Barker R. H., A Transducer for Digital Data-Transmission Systems. Proc. of the Institution of Electrical Engineers Part B., vol., 103, № 7, 1956, pp. 42—51.
3. Klein M. L., Williams F. K., Morgan H. C., Analog-to-Digital Conversion Instruments and Automation vol. 29, № 5—7, 1956.

ЛИТЕРАТУРА[1]

(Русские и иностранные книги и статьи за 1954—1958 гг.)

1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ

Книги, обзоры и статьи общего характера.

Теория и расчет

Агейкин Д. И., Колосов С. П. и Удалов Н. П., Руководство по проектированию элементов автоматики, Оборонгиз, М., 1956, 100.

Альховская Т. Я. и Цыпленкова Ф. К., Построение элементов схем с непосредственной связью на плоскостных триодах для математических машин, «Приборостроение» № 7, 1957, с. 3—6, 10 илл., библиогр. 4 назв.

Бежанов Б. Н., Гидравлические и пневматические системы и перспективы их применения в машинах-автоматах и автоматических линиях, в кн. Теория и методы расчета и проектирования механизмов машин-автоматов и автоматических линий, АН СССР, М., 1957, с. 183—198, 4 илл.

Бежанов Б. Н., Пневматические механизмы, Машгиз, М.—Л., 1957, 252 с., 130 илл., библиогр. 30 назв.

Вопросы электроники в приборостроении, сб. статей под ред. И. П. Стапаненко, Машгиз, М., 1957, 104 с.

Залманзон Л. А., Некоторые соображения о создании пневматических экстремальных регуляторов, «Автоматика и телемеханика», т. 18, № 1, 1957, с. 87—91, 5 илл., библиогр. 7 назв.

Кривицкий Б. К., Импульсные схемы и устройства, «Сов. радио», М., 1955, 248 с.

Коломиец Б. Т., Фотосопротивления в фотоэлектрической автоматике, в сб. Автоматизация технологических процессов в машиностроении. Привод и управление машинами, АН СССР, М., 1956, с. 198—208.

Поляков З. С., Пневматическое средство автоматизации контроля, «Приборостроение», № 9, 1956, с. 8—10.

Сотсков Б. С., Основы расчета и проектирования элементов автоматических и телемеханических устройств, Госэнергоиздат, М.—Л., 1953, 544 с.

Шляндин В. М., Элементы автоматики и телемеханики. Оборонгиз, М., 1954, с. 464.

Элементы электроавтоматики и расчета самолетных электрических систем, сб. статей. Оборонгиз, М., 1957, 120 с.

Andreux P., Etude et specification des pieces detachees dans le cadre de la SOTIELEG au cours des dix derniers annes — «Cables et Transm.», vol. II, № 4, 1957, p. 284—287.

Circuit components, «Electronics», vol. 30, № 10, Oct. 1957, p. 188—190.

[1] Перечень составлен канд. техн. наук А. В. Храмым.

Dummer G. W. A., Component development trend of design of electronic components used by the services, «Wireless World», № 10, Oct. 1957, p. 482—485, I ill., Bibliogr. 7.

Electromechanical components, «Electronics», vol 30, № 10, Oct. 1957, p. 193—194.

Electronic components handbook, N. Y., Mc Graw-Hill Book Co., Inc., 1957, 224 p., ill., tabl. Bibliogr.

Ferner V., Neue pneumatische bzw. hydraulische Elemente in der Mess- und Regelungstechnik, «Technik», № 6, 1954, S. 359—365, 43 Ill., № 7, S. 421—427, 73 Ill.

Goeckel W. C., Hydraulic systems and electrical control for automation, «Machinery», N. Y., vol. 61., № 7, March 1955, p. 157—161, 7 ill.

Heath H. F., Component development, «Trans. IRE», vol. EC-5, № 4, 1956, p. 224—227.

Johnson C. L., Analog computer techniques, N. Y., McGraw-Hill Book Co., Inc., 1956, 264 p., ill., tabl., Bibliogr.

Neue Geräte und Bauelemente für die Steuer- und Rechentechnik, «Microtechnik», № 5, 1956, S. 254—255.

New component expands control potential, «Automat. Control», vol. 3, № 6, 1955, p. 29—30.

Nightingale I. M., Hydraulic servocomponents, «Mach. Design», vol. 28, № 26, 27, Dec. 1956, p. 73—76, 4 ill., Bibliogr. 13.

Panel components, «Electronics», vol. 30, № 10, Oct. 1957, p. 195.

Proceedings 1956 electronic components symposium. Washington N. Y., Engng Publ., 1956, 240 p., ill., tabl., Bibliogr.

Reid L., Electronic and mechanical modular design, «Mach. Design», vol. 26, № 3, March 1954, p. 151—152.

Ryder J. D., Engineering electronics with industrial application and control, N. Y., McGraw-Hill Book Comp. Inc., 1957, 665 p., ill., tabl., Bibliogr.

Shearer J. L., Study of pneumatic processes in the continuous control of motion with compressed air I — II., «Trans. ASME», vol 78, № 2, 1956, p. 233—242, 243—249.

Stephens W. T., Hydraulic system components, «Mach. Design», 1956, vol. 28, № 4, 1956, p. 108—115, 9 ill.

2. КОРРЕКТИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Александровский Н. М., Компенсация частотной расстройки корректирующих звеньев на переменном токе. В кн. «Электровакуумная техника и приборостроение». Госэнергоиздат, М.—Л. 1956, с. 195—210, 14 илл., Библиогр. 5 назв.

Бернетт Д. Р. и Кендалл П. Е., Линейное корректирующее устройство для сервомеханизмов с насыщением. «Машиностроение». Сборник переводов и обзоров иностр. период. литер. № 10, 1955, с. 3—12, 12 илл., Библиогр. 3 назв.

Васильев А. Ф., Казанский В. Е. и Стернинсон Л. Д., Частотный корректор к автоматическому регулятору мощности, «Электрические станции» № 2, 1954, с. 29—33, 5 илл.

Гольдфарб Л. С. и Александровский Н. М., Некоторые вопросы расчета корректирующих звеньев следящих систем переменного тока, «Автоматика и телемеханика», т. 16, № 1, 1955, с. 3—18, 14 илл., Библиогр. 9 назв.

Гузенко А. И., Исследование устойчивости некоторых систем автоматического регулирования с параллельными корректирующими устройствами, В кн.: «Некоторые вопросы теории систем автоматического управления» М., Оборонгиз, 1955, с. 52—62, 7 илл. (Труды МВТУ им. Баумана, вып. 58).

Гуков В. И., Метод коррекции, основанный на использовании элементов запаздывания, Сб. работ по автоматике и телемеханике, Изд. АН СССР, 1956, с. 29—41, 13 илл., Библиогр. 4 назв.

Кампе-Немм А. А., Корректирующие устройства с дифференциально включенными термопарами и их применение с двухпозиционными регуляторами, «Приборостроение» № 11, 1956, с. 9—11, 3 илл., Библиогр. 3 назв.

Корректирующие цепи в автоматике, Сборник переводн. статей. Под ред. М. З. Литвина-Седого, М., И. Л. 1954, 519 стр. илл , Библиогр. 48 назв

Островский Г. М., Применение нелинейных корректирующих устройств в системах автоматического регулирования второго порядка, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 11, 1956, с. 979—984, 5 илл., Библиогр 9 назв.

Петров В. В. и Уланов Г. М., Стабилизация нелинейных сервомеханизмов, — В кн. «Основы автоматического регулирования Теория» М., Машгиз, 1954, с. 820—841, 19 илл., Библиогр. 7 назв.

Сегалин В. Г., Об аналитической формулировке задачи синтеза корректирующих устройств в линейных системах, «Автоматика и телемеханика», т. 19, № 2, 1958, с. 148—161, Библиогр. 10 назв

Солодовников В. В , Некоторые методы коррекции динамических свойств систем автоматического регулирования, В кн. «Основы автоматического регулирования. Теория», М., Машгиз, 1954, с. 416—435, 18 илл , Библиогр. 3 назв.

Солодовников В. В., Синтез корректирующих устройств систем автоматического регулирования, — В кн. «Основы автоматического регулирования. Теория». М., Машгиз, 1954, с. 436—472, 19 илл., Библиогр. 6 назв.

Солодовников В. В., Синтез корректирующих устройств систем автоматического регулирования, Труды Второго всесоюзного совещания по теории автоматического регулирования, т. 2, АН СССР, 1955, с 253—263, 6 илл., Библиогр. 6 назв

Солодовников В. В. и Матвеев П. С., Синтез корректирующих устройств следящих систем при наличии помех по заданным требованиям к динамической точности, «Автоматика и телемеханика», т. 16, № 3, 1955, с. 233—257, 20 илл., 4 табл., Библиогр. 12 назв

Топчеев Ю. И., О практических приемах синтеза корректирующих устройств следящих систем, Труды Второго всесоюзного совещания по теории автоматического регулирования, т. 2, АН СССР, 1955, с. 264—265.

Фатеев А. Ф., Графоаналитический метод выбора параметров корректирующих обратных связей для автоматизированных устройств, Труды Второго всесоюзного совещания по теории автоматического регулирования, т. 2, АН СССР, 1955, с. 266—297.

Фицнер Л. Н., Об одном типе следящих систем с корректирующим воздействием, Автоматика и телемеханика», т. 27, № 3, 1956, с. 228—237, 7 илл., Библиогр. 6 назв.

Цыпкин Я. З., Коррекция импульсных систем регулирования и управления, «Автоматика и телемеханика» № 2, 1957, с. 111—125, 21 илл , 1 табл., Библиогр. 12 назв.

Bader W., Rationale Gegenkopplungs- und Entzerrungsschaltungen oder Folgeregler mit vorgeschriebenen Eigenschaften — Arch. elektr. Uebertragung, № 7, 1954, S. 285—296, Bibliogr. 19.

Bayard M. et Roquet K., La caracterisation arithmetique des messages et son utilisation pour determiner les reseaux correcteurs, «Ann. telecommuns», t. 11, № 2, 1956, p. 33—45, 15 ill.

Bonnet P., Les reseaux correcteurs pour servomecanismes a frequence porteuse, «Onde electr.», vol. 34, № 329—330, 1954, p. 688—699, № 331, p. 812—816.

Davidson G. M. and Nashman L., How stabilization improves closed-loop operation, «Control Engng.», vol. 2, № 12, 1955, p. 67—74.

Ferner V., Veber den Einfluss von Vorhaltgliedern in Regelkreisen, «Feingerätetechnik», № 1, 1956, S. 24—29, 4 ill.

Gittleman R., Transistors and diodes stabilize A. C. servos, «Electronics», vol 29, № 10, 1956, p. 174—175.

Hamnier R. and Wilkinson R. C., A broad-band variable group delay equalizer., «Post Office Electr. Eng. J.», vol. 50, Pt. 2, 1957, p. 120—123.

Ho Y. C., Time-domain compensation for closed-loop systems by delay line method, Mass. Inst. Technology, Res. Laboratory Electronics, Tech. Report, № 288, Jan., 17, 1955, 32 p.

Kadish J. E., These 7 steps design a tach stabilized servo «Control Engng.», vol. 2, № 8, 1955, p. 72—77.

Kendall P. E., Linear compensation of saturating servomechanisms, Purdue Univ. Engr Experim. Station, Research series, № 125, July 1955. 107 p.

Naslin P., Methodes de correction des systemes asservis lineaires «Automatisme», t. 2, № 2, 1957, p. 54—61.

Peters J., Stabilisierung geschlossener Verstärkungs und Regel-Kreise, VDI — Fachber., 1954, S. 36—39, 6 ill.

Potentiometers for nonlinear applications, «Electr. Manufact»., vol. 55, № 6, 1955, p. 212, 214.

Silva L. M., Predictor control optimatizes control-system performance, Trans. Amer. Soc. Mech. Engrs, vol 77, № 8, 1955, p. 1317—1323.

Stubbs G. S., A new method for designing the compensation of feedback control systems, IRE Convent. Rec., vol 3, № 10, 1955, p. 66—77.

Tou J., Digital compensation for control and simulation, Proc. IRE, vol 45, № 9, 1957, p 1243—1248

West J. C., Douce J. L. and Naylor R., The effects of the addition of some non-linear elements on the transient performance of a simple R. P. C. system possessing torque limitation. «Proc. Inst. Electr. Engrs». vol. 101, Pt. 2, № 80, 1954, p. 156—165, 16 ill

3. ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА И ЭЛЕМЕНТЫ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ В СИСТЕМАХ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ

1) Дискретного действия

Устройства ввода

Медведев Л. В., Фельдбаум А. А. и Фицнер Л. Н., Нелинейные преобразователи с одним входом, «Автоматика и телемеханика», т 18, № 10, 1957, с. 899—910

Мешковский К. А., Оптимальные и близкие к ним двоичные коды, «Электросвязь» № 5, 1958, с 5—15, 3 табл., библиогр. 10 назв.

Anderson J R., A new type of ferroelectric shift register, Proc. 1956 Electronics component symposium. Washington, 1—3 May, N. Y., Engng Publ., 1956, p. 219—226, Bibliogr. 3.

Booth A. D., Input-output for digital computing machines. Elektronische Rechenmaschinen und Informations-verarbeitung, Braunschweig, Vieweg, 1957 S. 15—20 («Nachrichtentechnische Fachberichte», Bd. 4).

Carroll J. M., Trends in computer input output devices, «Electronics», vol. 29, № 9, Sept. 1956, p. 142—149.

Digitizer — a multipurpose unit, «Electronics», vol. 30, № 12, Dec. 1957, p. 288

Jones E. M., Manufacture of discs for optical shaft digitizers, Proc. National Electronics Conference, vol 11, Chicago, Nat. Electronics, Conf., Inc., 1956, p. 288—299, 10 ill., Bibliogr. 8.

Murray D. B., A variable binary scaler, «Trans. IRE», vol. EC-4, № 2, June 1955, p. 70—74.

Proebster W., Dezimal-Binär-Konvertierung mit gleitendem Komma, Elektronische Rechenmaschinen und Informations-verarbeitung, Braunschweig, Vieweg, 1957, S. 120—122, 3 ill. («Nachrichtentechnische Berichte», Bd. 4).

Richards R. K., Digital computer components and circuits, Van Nostrand, Comp. Inc., N. Y., 1957, 511 p., ill., Bibliogr.

Shepard H. and Heasly Cl. G., Photoelectric reader feeds business machines, «Electronics», vol. 28, № 5, May 1955, p. 125—138, 11 ill.

Tiffani A., A simple shaft digitizer and store, «Electronic Engng». vol. 29, 1957, p. 568—574.

West G. F., Modern concepts for digital computer input output philosophy, «Trans. IRE», vol. RTRC-2 Nov. 1954, p. 2—7, 5 ill., Bibliogr. 2.

Запоминающие устройства

Ермолаев Л. С., Некоторые вопросы запоминающих устройств, использующих магнитную запись кодов чисел и работающих по параллельному принципу, в кн.: Вычислительная техника, Оборонгиз, М. 1955, с. 34—46, 11 илл.

Китович В. В., Помехи в матричном накопителе на ферритах, обусловленные неидентичностью сердечников, «Приборостроение» № 7, 1956, с. 5—7, 1 илл., 1 табл. библиогр. 4 назв.

Котельников В. А., Улучшение стабилизации систем авторегулирования при ограниченной скорости сервопривода при помощи запоминающего устройства, «Автоматика и телемеханика», т. 18, № 4, 1957, с. 289—303, 15 илл., библиогр. 7 назв.

Кноль М. и Кэйзан Б., Электронно-лучевые трубки с накоплением зарядов, Госэнергоиздат, М.—Л. 1955, 159 с., 36 илл., библиогр. 157 назв.

Лаут В. Н. и Любович Л. А., Запоминающее устройство на электронно-лучевых трубках быстродействующей электронной счетной машины АН СССР. изд-во АН СССР, М. 1957, 88 с.

Сычева М. П. и Федоров А. С., Запоминающее устройство на ферритах в машине БЭСМ, АН СССР, М. 1957, 51 с. (Ин-т точной механики и вычислит. техники).

Abbout H. W. and Suran J. J., Multihole ferrite core configurations and applications, «Proc. IRE», vol. 45, № 8, Aug. 1957, p. 1081—1093.

Alexander M. A., Rosenberg M. and Stuart W., Ferrite-core memory is fast and reliable, «Electronics», vol. 29, № 2, Febr. 1956, p. 158—161.

Armata E. J., High-density digital data recording, «Tele—Tech and Electronics Ind.», vol. 13, № 7, July 1954, p. 68—69, p. 110—111.

Ashley A. H., A five microsecond memory for Udoft computer, «IRE Convent. Rec.», Pt. 4, 1957, p. 262—266, 8 ill.

Auerbach I. L. and Disson S. B., Magnetic elements in arithmetic and control circuits, «Electr. Engng»., vol. 74, № 9, 1955, p. 766—770.

Augell J. B., High-temperature silicon-transistor computer circuits, «Proc. Eastern Joint Comp Conf.», Dec. 10—12, 1956, N. Y., 1957, p. 54—57.

Bartic W. J and Bonn T. H., A small coincident-current magnetic memory, «Trans. IRE», vol. EC 5, № 2, 1956, p. 73—79

Bay Z. and Grisamore N. T., Pulse generator and high-speed memory circuit, «Trans. IRE», vol. EC-5, 1956, p. 213—219.

Billing H., Schaltkreits- und Speichertechnik, im Buch: Elektronische Rechenmaschinen und Informationsverarbeitung, Braunschweig, Vieweg, 1957, S. 9—14, 7 ill., Bibliogr. 12.

Bivans E. W., Synchronizing magnetic drum storage speed, «Electronics», vol. 28, № 8, Aug. 1955, p. 140—141, 3 ill.

Blachman N. M., On the wiring of two dimensional multiple coincidence magnetic memories, «Trans. IRE», vol. PG. EC-5, № 1, March 1956, p. 19—21, 1 ill.

Bobeck A. H., A new storage elements suitable for large sized memory arrays—the twistor, «Bell System Techn. J.», vol. 36, № 6, Nov. 1957, p. 1319—1340, 14 ill., Bibliogr. 7.

Bourne H. C. and Nitzan D., Dynamic operation of magnetic amplifiers with real-core and rectifier functions, «Commun. and Electronics», № 33, Nov 1957, p. 646—655, 17 ill. Bibliogr.

Bradley W. E., Transistorized ferrite core buffer memory. — Proc. National Electronics Conference, vol. 12, Chicago, Nat. Electronics Conf. Inc., 1957, p. 308—311, ill.

Braunholtz T. and Hogg D., The magnetic tape store for Pegasus, «Electronic Engng», vol. 29, Oct. 1957, p. 484—489.

Buck D. A., Non-destructive sensing of magnetic cores, «Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs.», vol. 72, Pt. 1, 1954, («Commun. and Electronics», Jan., № 10). p. 822—830.

Buhrendorf F. G., Henning H. and Murphy O J., A laboratory model magnetic drum translator for toll switching offices, «Bell System Techn. J.», vol. 25, № 3, 1956, p. 707—745.

Cambell D. S., Barium titanate and its use as a memory store, «J. Brit. Inst. Radio Engrs.», vol. 17, July 1957, p. 385—395, ill., Bibliogr. 14.

Carter R. H. A., Howarth D. J. and Putley D. H., A digital recording system for measuring the electrical properties of semi-conductors, «J. Scient. Instrum.», vol. 35, № 3, March 1958, p. 115—116, Bibliogr

Chlouba V., Magnetiky zaznam a jeho poziti, I. — «Slaboproudý Obzor», Sv. 19, № 3, 1958, str. 174—181, 13 ill., Bibliogr.
Choffart P., The technology of electrostatic storage cathode-ray tubes, «L'Onde electr.», vol. 36, Oct. 1956, p. 815—821.
Comstock G. E., 500 000 000 bit random-access memory, «Instruments and Automat.», vol. 29, № 11, Nov. 1956, p. 2208—2211.
Coombs A. W., «Memory» systems in electronic computers, «Electronics and Commun.», vol. 5, № 5, May 1957, p. 24—25, 26, 30, 36, 67—69, ill.
Crowe J. W., Trapped flux superconducting memory, «J-Appl. Phys.», vol. 28, № 9, Sept. 1957, p. 1069, 2 ill.
Dadda L., A control circuit for magnetic-drum storage systems in electronic computers, «Ricerca Sci.», vol. 27, № 5, May 1957, p. 1482—1488.
Darre A., Abfragen magnetischer Speicher ohne Informationsverlust, «Frequenz», № 1, Jan. 1957, S. 1927, 34 ill.; Febr., S. 38—42,16 ill., 1 tabl.,Bibliogr. 7.
Devenny C. F. and Thompson L. G., Ferromagnetic computer cores, «Tele-Tech and Electronic Ind.», vol. 14, № 9, 1955, p. 56—59, 64.
Digital tape systems: 90 000 characters per second, «Computers and Automat.», vol. 7, № 2, Febr. 1958, p. 17.
Digiulio E. M., Burroughs G-101 high speed printer, «IRE Convent. Rec», vol 4, Pt. 4, 1956, p. 94—100.
Discussion on «A transistor digital fast multiplier with magnetostrictive storage», «Proc. Instn Electr. Engrs.», vol. 103, Pt. B, № 8, 1956, p. 121—124, Bibliogr.
Dreyfus P. L. and oth., A magnetic drum extension to the gamma 3 computer, «IRE Convent. Rec.», vol. 4, Pt. 4, 1956, p. 105—108, ill.
Edson W. A., Frequency memory in multi-mode oscillators, «Trans. IRE», vol. CT-2, № 1, March 1955, p. 58—66.
Farooqui M. M. and oth., A two dimensional ferrite-core memory, «Proc. Indian Acad. Sciences», vol. 45, Sect. A, № 4, 1957, p. 240—252, 10 ill., Bibliogr. 5.
Farrod W. A., An air-floating disc magnetic memory unit, «IRE Wescon Convent. Rec.», Pt. 4, 1957, p. 227—230, 7 ill.
Ferranti B. Z., Storage systems, «Wireless World», vol. 60, № 8, Aug. 1954, p. 392—397.
Fisher L. L., Recording data magnetic tape, «Radio-Electronic Eng.», vol. 24, № 3, March 1955, p. 18—20, 37—38.
Ford D. J. and Calvert J. F., Applying short-time memory units to compensators, «Electr. Engr.», vol. 73, № 7, July 1954, p. 621, 2 ill.
Foss E. and Partridge R. S., A 32 000-word magnetic-core memory, «IBM J. Res. Devel.», vol. 1, Apr. 1957, p. 100—109.
Freedman A. L., Elimination of waiting time in automatic computers with delay-type stores, «Proc. Cambridge Philos. Soc.», vol. 50, Pt. 3, July 1954, p. 426—438, 9 tabl.
Fritzer C. W., Tape recorder stores computer output, «Electronics», vol. 27, № 7, July 1954, p. 166—169.
Fuller H. W., Husman P. A. and Kelner R. C., Techniques for increasing density of magnetic drum systems, Proc. Eastern Joint Computer Conference, Philadelphia, Pa. Dec. 8—10; 1954, N. Y., Amer. Inst. Electr. Engrs., 1955, p. 16—21, 9 ill.
Gibbs N. E., Problems involved in magnetic tape recording, «Audio», vol. 38, № 3, March 1954, p. 19—21, 52—53.
Gillert H., Bemessung der Bauelemente eines Schnellspeichers mit Ferritringkernen, «Nachrichten techn. Z.», № 6, 1956, S. 250—252.
Glass and metal honeycomb type of electrostatic storage memory, «Computers and Automat.», vol. 5, № 9, Sept. 1956, p. 10—11, 2 ill.
Guterman S. S. and Carey W. M., A transistor-magnetic core circuit, a new device applied to digital computing techniques, «IRE Convent. Rec», Pt. 4, 1955, p. 84—94, 11 ill., Bibliogr. 9.
Helbig W. A. and Rumble W. G., A high current switch for a transistor-operated magnetic memory, Proc. Nat. Electronics Conference, vol. 12, Chicago, Nat. Electronics Conf., Inc., 1957, p. 300—307, ill., Bibliogr.
Hendrickson A. P., Williams G. I. and Hill J. L., Message storage and processing with magnetic drum system, Proc. Eastern Joint Computer Con-

ference, Philadelphia, Pa. Dec. 8—10, 1954, N. Y., Amer. Inst. Electr. Engrs., 1955, p. 74—78, 4 ill.

High density recording for digital computers, «Tele-Tech and Electronic Ind.», vol. 14, № 11, Nov. 1955, p. 90—91; 137—138; «Electr. Mfg.», vol. 56, № 5, Nov. 1955; «Engineer», vol. 201, № 5234, 18 May 1956, p. 541—542.

Hines M. E., Chruney M. L. and McCarthy J. A., Digital memory in barrier-grid storage tubes, «Bell System Techn. J»., vol. 34, № 6, 1955, p. 1241—1264, 13 ill.

Hoagland A. S., Logical recording system for nonreturn — to zero magnetic recording, «Trans. IRE», vol. EC-4, № 3, Sept. 1955, p. 93—95.

Hoagland A. S., Magnetic drum recording of digital data, «Trans Amer. Inst. Electr. Engrs.», vol. 73, Pt. 1, 1954, p. 381—385, 3 ill., Bibliogr. 3.

Hoge R. R., A decimal product accumulator, «J. Brit. Inst. Radio Engrs.», vol. 18, № 2, Febr. 1958, p. 125—133, 2 ill., 1 tabl.

Hollander G., Bibliography on data storage and recording, «Trans Amer. Inst. Electr. Engrs.», vol. 73, Pt. 1, 1954, p. 49—58.

Hollander G., A digital data-recorder for dense storage of continuous voltages, «Trans. Amer. Inst. Electr. Engr », vol. 73, Pt. 1, 1954, p. 253—259, 6 ill., Bibliogr. 5.

Huffman D. A., Study on memory requirements of sequential switching circuits, «Mass. Inst. Technology, — Research Laboratory Electronics, — Techn. Report», № 293, March 1955, 28 p.

Hunter D. G. and Ridler D. S., The recording of digital information on magnetic drums, «Electronic Engng.», vol. 29, № 356, Oct. 1957, p. 490—496, ill., Bibliogr.

Hunter L. D. and Bauer E. W., High-speed coincident-flux magnetic storage principles, «J. appl. Phys.», vol. 27, № 11. Nov. 1956, p. 1257—1261.

Karlqvist O., Calculation of the magnetic field in the ferromagnetic layer of a magnetic drum, «Teknicka Högsl. Handl.», № 86, Stokholm, 1954, 28 pp.

Karnaugh M., Pulse-switching circuits using magnetic cores, «Proc. IRE», vol. 43, № 5, May 1955, p. 570—584.

King G. W., A new approach to information storage, «Control Engng.», vol. 2, № 8, Aug. 1955, p. 48—53, 10 ill.

Kodis R. D., Application and performance of magnetic-core circuits in computing systems, «Proc. Eastern Joint Computer Conference, Philadelphia, Pa, 8—10 Dec., 1954, N. Y., Amer. Inst. Electr. Engrs., 1955, p. 30—34, 7 ill., Bibliogr. 10.

Leilich H. O., Technical problems in the development of magnetic drum stores; «Elektronische Rundschau», vol. 9, № 10, Oct. 1955, p. 356—368.

Loev D., Miele W., Pairinen J. and Wylen J., Magnetic core circuits for digital data-processing system, «Proc. IRE», vol. 44, № 2, Febr. 1956, p. 154—162, 21 ill.

Maeder D., Aufbau grosser Signale und Reflexionunterdrückung in magneto strictiven Speicherleitungen mittels Vielfachwandlern, «Helv. Phys. Acta», vol. 30, № 4, Aug. 1957, S. 347—353, ill., Bibliogr. 4.

Magnetic tape records a information, «Electr. Engng.», vol. 76, № 4, Apr. 1957, p. 358.

Memory added to punched-card calculator, «Engineering», vol. 184, № 4765, July 1957, p. 19.

Merwin R. E., The IBM 705 EDPM memory system, «Trans. IRE», vol. EC-5, № 4, Dec. 1956, p. 219—224.

Milch A., Bit storage via electro-optical feedback, «Trans. IRE», vol. EC-4, Dec. 1955, p. 136—144.

M.ller J. T., Control handbook. Computers storage devices, «Instrum. Practice», vol. 9, № 10, 1955, p. 989—993; № 11, p. 1057—1060, 4 tabl., Bibliogr. 10.

Minnick R. C., Magnetic switching circuits, «J. appl. Phys.», vol. 25, № 4, Apr. 1954, p. 479—485.

Minnick R. C. and Ashenhurst R. L., Multiple-concidence magnetic storage systems, «J. appl. Phys.», vol. 26, № 5, May 1955, p. 575—579.

«Mnemotron», memory is nowinoperation, «Midwest Engr.», vol. 8, № 1, June 1955, p. 7—9.

M u n k E. und B a t z P., Dualzahlenspeicher für Impulstastung mit Transistoren, «FTZ», Jg. 8, H. 7, Juli 1955, S. 379—381, 6 ill.
N e w h o u s e V. L. and P r y m e s N. S., High-speed shift registers, using one core per bit, «Trans. IRE», vol. EC-5, № 3, Sept. 1956, p. 114—120, ill., Bibliogr.
P a p i a n W. N., New ferrite-core memory uses pulse transformers, «Electronics», vol. 28, № 3, March 1955, p. 194—197, 8 ill., Bibliogr. 6.
P a p o u l i s A., Non-destructive read-out of magnetic cores, «Proc. IRE», vol. 42, № 8, Aug. 1954, p. 1283—1288.
P o h n A. V. and R u b e n s S. M., A compact coincident-current memory, Proc. Eastern Joint Comp. Conf., 10—12 Dec. 1956, N. Y. 1957, p. 120—123.
P r i c e J. C., A conductivity storage transistor pulse with modulator, «Electronic Engng.», vol. 30, № 360, Febr. 1958, p. 88—90, 7 ill., Bibliogr. 6.
P u l v a r i C. F., Ferroelectrics and their memory application, «Trans. IRE», vol. CP-3, № 1, March 1956, p. 3—11.
Q u e s t e d D. R. and B o o t h A. D., Phonic wheel generator for position indication in digital computer magnetic drum storage, «J. Scient. Instrum.», vol. 31, № 10, Oct. 1954, p. 357—360.
R a f f e l J. and B r a d s p i e s S., Experiments on a three-core cell for high-speed memories, «IRE Convent. Rec.», Pt. 4, 1955, p. 64—69, 9 ill., Bibliogr. 5.
R a i c h m a n J. A., Ferrite apertured plate for random-access memory, «Proc. Eastern Joint computers Conf.», 10—12 December 1956, N. Y. 1957, p. 107—115.
R a j c h m a n I. A., A survey of magnetic and other solid-state devices for the manipulation of information, «Trans. IRE», vol. CT-4, № 3, Sept. 1957, p. 210—225, ill., Bibliogr.
R a p h a e l M. S. and R o b i n s o n A. S., Permanent digital function storage using neon tubes. «IRE Instrum. Conference and Exhibit», 28—30 Nov. 1955, «Trans. IRE», vol. PG 1—5, June 1956.
R i d e n o u r L. N., Computer memories, «Scient. Amer.», vol. 192, № 6, 1955, p. 92—96, 98, 100.
R i d e n o u r L. N., Storage and retrieval of information, Proc. Eastern Joint computes Conference, Boston-Mass., 7—9 Nov. 1955, N. Y., Inst. Radio Engrs., 1956.
R y a n R. D., A mercury delay line storage unit, «J. Brit. Inst. Radio Engr.», vol. 15, № 8, Aug. 1955, p. 419—427, 9 ill.
R y a n R. D., Permanent high speed store for use with digital computers, «Trans. IRE», vol. EC-3, № 3, Sept. 1954, p. 2—5.
S m i t h H. M., The typrotron, a novel character display storage tube, «IRE Convent. Rec.», Pt. 4, 1955, p. 129—134, 6 ill.
Standardization of magnetic tape records, Proc. Eastern Joint Computer Conference, Boston, Mass. 7—9 Nov. 1955, N. Y., Inst. Radio Engrs., 1956.
S t e i n b r u c h K., Elektrische Gedächtnisse für Ziffern, «Elektrotechn.», Jg. 77, № 21; Nov. 1956, S. 799—806, 18 ill., Bibliogr. 61.
S z e T. W. and C a l v e r t J. F., Short-time memory devices in closed-loop system-steady state response, «Appl. and Industry», № 21, 1955, p. 340—341.
T a y l o r B. R. and B i r d R., The gas-filled diode as a digital storage element, «Electronic Engng.», vol. 28, № 338, Apr. 1956, p. 151—155.
T h o r e n s e n R. and A r s e n a u l t W. R., A new non-destructive read for magnetic cores, «Proc. Western Joint Computer Conference», 1955, p. 111—116, 11 ill.
T o r n L. I., K a t z S. and C l o s e R. N., Long time analog memory, Proc. Nat. Electronics Conference, Vol. 10, Chicago, Nat. Electronics Conf., Inc., 1955, p. 566—578, 8 ill.
T o w n s e n d R. and C a m m K., An accumulator unit for a Dekatron calculator, «Electronic Eng.», vol. 29, № 347, Febr. 1957, p. 58—64.
T r a c y R. A., Megabit memory, «Proc. Eastern Joint Comp. Conference», 10—12 Dec., N. Y., 1957, p. 104—106.
Transistorized magnetic core memory, «Computers and Automat.», vol. 6, № 1, Pt. 1, Jan. 1957, p. 26—27, 36, ill.
«Twistor» memory device, «Bell Labs Rec.», vol. 35, № 12, Dec. 1957, p. 488—489, ill.
V a n S a n t O. J., Consideration for selecting of magnetic core materials for digital computers elements, «IRE Convent. Rec.», Pt. 4, 1954.

W a r r e n C. S., R u m b l e W. G. and H e l b i g W. A., A transistor operated magnetic core memory, «Proc. Nat. Electronics Conference»,vol. 12, Chicago, Nat. Electronics Conf., Inc., 1957, p. 289—299, ill., Bibliogr. 3.

W e d e l J. J., H u n g t i n g t o n A. and B a i n M. B., Automatic data accumulation system for wind tunnels, «Trans. IRE.», vol. EC-5, № 1, March 1956, p. 7—15, 4 ill.

W e l s h H. T. and P o r t e r V. J., A large-capacity drum-file memory, Proc. Eastern Joint Computers Conference, 10—12 Dec. 1956, N. Y. 1957, p. 136—138.

W h i t a k e r J. H., Magnetic tape controls projector synchronism, «Electronics», vol. 30, № 9, Sept. 1957, p. 143—145, 4 ill.

W i d r o w B., Radio-frequency non-destructive readout for magnetic-core memories, «Trans. IRE», vol. EC-3, Dec. 1954, № 4, p. 12—15.

W i e r J. M., A high-speed permanent storage device, «Trans. IRE», vol. EC-4, № 1, March 1955, p. 16—20, 4 ill., Bibliogr. 5.

W i l d a n g e r E. C., Magnetic tape recording for computer use «Automat. Control», vol. 7, № 6, Dec. 1957, p. 36—40.

W o l f e R. M., Counting circuits employing ferroelectric devices, «Trans. IRE», vol. CT-4, № 3, Sept. 1957, p. 226—228, 6 ill., Bibliogr. 2.

W o n g S. I., High density Williams storage, «Trans. IRE», vol. EC-4, № 4, Dec. 1955, p. 156—158.

Y o u n k e r E. L., A transistor-driven magnetic core memory, «Trans. IRE», vol. EC-6, № 1, March 1957, p. 14—20.

Устройства управления

B a y Z. and G r i s a m o r e N. T., Pulse generator and high-speed memory circuit, «Trans. IRE», vol. EC-5, № 4, 1956, p. 213—218.

C. N., Le «cryotron», organe supraconducteur pour machine á calculer, «Technique Moderne», t. 48, № 10, Oct. 1956, p. 503.

The cryotron a new computer element, «Brit. Commun. and Electronics», vol. 4, № 4, 1957, p. 234.

E a r n s h a w J. B., Frequency-sensitive switching circuit, «Rev. Scient. Instrum.», vol. 27, № 12, Dec. 1956, p. 1041—1043.

G a r w i n E. I. and P e n f o l d A. S., Linear gate of 200 millimicrosecond duration, «Rev. Scient. Instrum.», vol. 28, № 2, 1957, p. 116—119.

G r a h a m M., H i g i n b o t h a m W. A. and R a n k o w i t z S., Dekatron drive circuit and application, «Rev. Scient. Instrum.», vol. 27, № 12, Dec. 1956, p. 1059—1061.

H e u l e R. A., High-speed transistor computer circuit design, «Proc. Eastern Joint Computer Conference», 10—12 Dec. 1956, N. Y. 1957, p. 64—66.

M a c-W i l l i a m s W. H., A transistor gating matrix for a simulated warfare computer, «Bell Lab. Rec.», vol. 35, № 3, March 1957, p. 94—99, 4 ill.

M i l l m a n J. and P u c k e t t T. H., Accurate linear bidirectional diode gates, «Proc. IRE», vol. 43, № 1, Jan. 1955, p. 29—37.

M o f f a t B., Saturable transformers as gates, «Electronics», vol. 27, № 9, 1954, p. 174—176, 178.

P e d e r s o n C. W., Crystal clock for airborne counter, «Electronics», vol. 30, № 6, June 1957, p. 196; 198, ill.

Q u e s t e d D. R. and B o o t h A. D., A phonic-wheel generator for position indication in digital-computer magnetic drum storage, «J. Scient. Instrum.», vol. 31, № 10, Oct. 1954, p. 357—360.

R u d i n B. D., A theorem on SPDT switching circuits, Proc. of the Western Joint Computer Conference 1955, p. 129—132, 8 ill.

S a l z b e r g B. and S a r d E. W., Fast switching by use of avalanche phenomena in junction diodes, «Proc. IRE», vol. 45, № 8, Aug. 1957, p. 1149—1150.

S p e e d y C. B., Function of basic elements in digital systems, «Proc. Instn Electr. Engrs.», vol. 102, № 1, March 1955, p. 49—56.

S p e r l i n g L. and T a c k e t t R. W., High-speed gating circuit using the ESOT beam deflection tube, «Trans. IRE», vol. ED-4, № 1, Jan. 1957, p. 59—63.

T e n d i c k F. H., Transistor pulse regenerative amplifiers, «Bell System Techn. J.», vol. 35, № 5, Sept. 1956, p. 1085—1114.

Woodshill W., An electronic pulse generator, Electronic Engng., vol. 28, № 337, 1956, p. 122—123.

Wrathall L. R., Transistorized binary pulse regenerator, «Bell System Techn. J.», vol. 35, № 5, Sept. 1956, p. 1059—1084.

Арифметические устройства

Бурцев В. С., Некоторые методы повышения скорости выполнения операции умножения на арифметическом устройстве параллельного типа, в кн.: Пути развития советского математического машиностроения и приборостроения, Конференция, ч. I, ВИНИТИ, М. 1956, с. 135—139, 4 илл.

Зимарев А. Н., Зейденберг В. К., Ландер Е. П. и Сенаторов Ю. И., Некоторые вопросы построения арифметического устройства вычислительной машины параллельного действия на германиевых точечно-контактных приборах, в кн.: Пути развития советского математического машиностроения и приборостроения, Конференция, ч. I, ВИНИТИ, М. 1956, с. 204—209, 4 илл.

Карцев М. А., Арифметический узел вычислительной машины М-2, в кн.: Пути развития советского математического машиностроения и приборостроения, Конференция, ч. I, ВИНИТИ, М. 1956, с. 119—134.

Цаплин С. Н., Опыт разработки арифметического устройства на точечных германиевых триодах, в кн.: Пути развития советского математического машиностроения и приборостроения, Конференция, ч. I, ВИНИТИ, М. 1956, с. 221—230, 8 илл.

Эйнгорин М. Я., Арифметическое устройство машины последовательного типа, в кн.: Пути развития советского математического машиностроения и приборостроения, Конференция, ч. I, ВИНИТИ, М. 1956, с. 92—104, 4 илл., 3 табл.

A high-speed parallel adder (for electronic digital computers), «Techn. News Bull. Nat. Bur. Stand», vol. 40, № 6, June 1956, p. 77—79, 1 ill.

Proebster W. E., The parallel adding mechanism of the PERM (Programm gesteuerte elektronische Rechenanlage. München), «Elektronische Rundschau», vol. 9, № 10, Oct. 1955, p. 353—359.

Walker R. M., Rosenheim D. E., Lewis P. A. and Anderson A. G., An experimental 50-Mc/s arithmetic unit, «IBM J. Res. Devel.», vol. I, July 1957, p. 257—278.

Wood J. K., An economic relay-operated accumulator, «Electronic Engng.», vol. 28, № 340, June 1956, p. 250—253.

Woods-Hill W., Outline of electronic arithmetic unit, «Electronic Engng.», vol. 27, № 327, May 1955, p. 213—217.

Устройства вывода

Bellinger J., Soroban high speed tape perforator model GP-100, «IRE Convent. Rec.», vol. 5, Pt. 5, 1957, p. 37—43, ill.

Brower D. F., A one-turn magnetic reading and recording head for computer use, «IRE Convent. Rec.», Pt. 4, 1955, p. 95—100, 8 ill.

Exnee W. L. and Scarbrough A. D., A digital autopilot coupler, «IRE Convent. Rec.», Pt. 5, 1954, p. 174—178, 6 ill.

High-density tape recording for digital computers, «Electr. Mfg.», vol. 56, Nov. 1955, p. 153, 290; «Metallworking Production», vol. 99, № 47, 1955, p. 1983; «Engineer» № 5234, 1956, p. 541—542; Techn. News Bull. «Nat. Bur. Standards», vol. 39, № 9, 1955, p. 121—124.

Hoagland A. S., Magnetic data recording theory: head design, «Commun. and Electronics», № 27, Nov. 1956, p. 506—512.

Hogan J. W., Magnetic tape control machine tools, «Electronics», vol. 27, № 12, Dec. 1954, p. 144—147, 6 ill.

New high-density tape recording for digital computers, «Process and Control and Automat.», vol. 3, № 1, Jan. 1956, p. 21.

Newhouse G. B., Compound modulation: method of recording data on magnetic tape, «IRE Convent. Rec.», Pt. 10, 1955, p. 86—93, 8 ill., Bibliogr. 4.

Punched-card transcriber for automatic computers, «Techn. News Bull. Nat. Bur. Stand.», vol. 41, № 3, March 1957, p. 38—39.

Robinson A. A., Magnetic-tape digital recording, «Brit. Communs and Electronics», vol. 3, № 5, May 1956, p. 243, 2 ill.

Rotating reading head magnetic tape and wire, «Computers and Automat.», vol. 4, № 8, 1955, p. 24—27, 3 ill.

Thorensen R. and Arsenault W. R., A new non-destructive head for magnetic cores, «Proc. Western Joint Computer Conference», 1955, p. 11—116, 11 ill.

Триггерные схемы

Алексеев В. Я., Динамический триггер с запоминающей емкостью на триоде в кн.: Пути развития советского математического машиностроения и приборостроения, Конференция, ч. I, ВИНИТИ, М. 1956, с. 189—195, 5 илл.

Головистиков П. П., Использование динамических триггеров с запоминающей емкостью в схемах универсальной машины параллельного действия, в кн.: Пути развития советского математического машиностроения и приборостроения, ч. I, ВИНИТИ, М. 1956, с. 174—187, 6 илл.

Енютин В. В. и Никулин С. М., Спусковые устройства, Госэнергоиздат, М.—Л. 1957, 79 с. (Массовая радиобиблиотека, вып. 272).

Кузьмин В. А., Изучение переходных процессов в спусковой схеме на точечном полупроводниковом триоде и формирование импульсов из синусоидального напряжения, «Радиотехника и электроника», № 11, 1956, с. 1406—1412, 8 илл.

Малиновский Б. Н. и Нечаев Г. К., Анализ и исследование триггерных схем на точечных кристаллических триодах, в кн.: Пути развития советского математического машиностроения и приборостроения. Конференция, ч. I, ВИНИТИ, М. 1956, с. 196—203, 3 илл., 3 табл.

Меерович Л. А. и Зеличенко А. Г., Спусковые устройства, в их кн.: Импульсная техника, «Сов. радио», М. 1953, с. 341—424, илл.

Abbott H. W. and Suran J. I., Multihole ferrite core configurations and applications, «Proc. IRE», vol. 45, № 8, Aug. 1957, p. 1081—1093.

Arant G. W., A time-sequential tabular analysis of flip-flop logical operation, «Trans. IRE», vol. EC-6, № 2, June 1957, p. 72—74.

Bashkow T. R., D. C. graphical analysis of junction-transistor flip-flops, «Commun. and Electronics», № 23, March 1956, p. 1—7.

Bataille M., Etude des états d'equilibre d'un basculeur bistable en vue d'un fonctionnement sûr et durable, «Rech. Aeronaut.», № 49, 1956, p. 51—52.

Bay Z. and Grisamore N. T., High-speed flip-flops for the millimicrosecond region, «Trans. IRE», vol. EC-5, № 3, 1956, p. 121—126.

Buck D. A., The Cryotron- a superconductive computer component, «Instrum. and Automat.», vol. 30, № 2, March 1957, p. 476—478, 6 ill.

Clark T. G., Cathode-coupled flip-flop, «Wireless World», vol. 64, № 1, Jan. 1958, p. 24—27, 4 ill.

Clark T. G., Flip-flop stability, «Wireless World», vol. 64, № 5, May 1958, p. 212—213.

Davidon W. C. and Frank R. R., Fast trigger circuit, «Rev. Scient. Instrum.», vol. 27, № 1, 1956, p. 15—16.

Eckert O., Die Beurteilung von Rechteckferriten hinsichtlich ihrer Verwendbarkeit als Speicherkerne oder Schaltkerne in elektronischen Rechenmaschinen. — Elektronische Rechenmaschinen und Informationsverarbeitung, Braunschweig, Vieweg, 1957, S. 105—110, 13 ill.

Fairstein E., Effect of driving-pulse shape on the performance of a Schmitt trigger circuit, «Rev. Scient. Instrum.», vol. 27, № 7, July 1956, p. 483—484.

Gillert H., Einiges über Rechen- und Schaltkreis-technik mit Farrit — Ring — Kernen, Elektronische und Informationsverarbeitung, Braunschweig, Vieweg, 1957, S. 115—117, 4 ill., Bibliogr. 3.

Gremer C. E., An analysis and design of the ferroelectric resonant trigger pair, «Proc. Nat. Electronics Conference, Vol. II, Chicago, Nat. Electronics Conf., Inc., 1956, p. 828—838, 4 ill., 1 tabl., Bibliogr. 8.

Ill R., Triggering electronic flip-flop from mechanical switches, «Control Engng.», vol. 4, № 10, 1957, p. 71—73.
Kleinpeter M., Le transistron dans les circuits trigger, «Bull. Soc. Franc. Electriciens», vol. 5, № 49, Jan. 1955, p. 39—52, 28 fig., Bibliogr. 9.
Lebow I. L. and Baker R. H., The transient response of transistor trigger circuits, «Proc. IRE», vol. 42, № 6, 1954, p. 938.
Prom G. J. and Crosby R. L., Junction transistor switching circuits for high-speed digital computer applications, «Trans. IRE», vol. EC-5, № 4, Dec. 1956, p. 192—196.
Rowe W. D., A single junction bistable flip-flop circuit, «Proc. Nat. Electronics Conference», vol. 10, Chicago, Nat. Electronics Conf. Inc., 1955, p. 626—635, 9 ill.
Rutishauser R. W., Ferroresonant flip-flop design, «Electronics», vol. 27, № 5, May 1954, p. 152—153.

Линии задержки

Иванов В. А., Блок задержки с применением магнитной записи, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 4, 1956, с. 324—328, 6 илл.
Aschmoneit E. H., Laufzeitglieder kleiner Abmessung, «Elektronik (Mnch.)», Jg. 6, № 1, 1957, S. 18—19, 3 ill.
Cohn G. I., Pearch L. C., Epstein M., Sorensen H. O. and Kanellakos D. P., Magnetostrictive delay lines for videosignals, «Trans. IRE», vol. CP-5, № 1, March 1958, p. 53—59, 15 ill.
Cowley P. E. A., Dead time simulated by transport delay, «Control Engng.», vol. 4, № 4, 1957, p. 129—133.
Cunningham W. J., Time-delay networks for an analog computer, «Trans. IRE», vol. EC-3, № 4, Dec. 1954, p. 16—18, 2 ill.
Elders D., A novel construction concept for linear delay lines, «Trans. IRE», vol. CP-4, № 1, March 1957, p. 24; «Proc. Nat. Electronics Conference», vol. 12, Chicago, Nat. Electronics Conf., Inc., 1957, p. 47—55, 9 ill., Bibliogr. 2.
Epstein H. and Stram O. B., A high-performance magnetostriction-sonic delay line, «Trans. IRE», vol. UE-5, Aug. 1957, p. 1—24, 19 ill., Bibliogr. 7.
Fagan M. D., Bibliography on ultrasonic delay lines, «Trans. IRE», vol. UE-2, Nov. 1954, p. 3—8.
Freedman A. L., Elimination of waiting time in automatic computers with delay type stores, Proc. Cambridge Philosop. Soc., № 3; July 1954, p. 426—438.
Humphrey T. I., Signal-enhanced delay line, «Electronic Inds. and Tele-tech», vol. 16, № 8, Aug. 1957, p. 70—71, 167.
Maeder D., A decade-pulse counting system with calculating storage in a delay line, «Helv. Phys. Acta», vol. 29, 1956, p. 459—462.
May J. E., Low-loss 1000 microsecond ultrasonic delay lines, Proc. Nat. Electronics Conference, vol. 11, Chicago, Nat. Electronics Conf., Inc., 1956, p. 786—790, 2 ill., Bibliogr. 3.
Newhouse V. L., Review of magnetic and ferro-electric computing elements, «Electronic Engng.», vol. 26, № 315, May 1954, p. 192—199, 14 ill., Bibliogr. 26.
Newman E. A., Clayden D. O. and Wright M. A., Mercurydelay-line storage system of ACE pilot model electronic computer, «Proc. Instn. Electr. Engrs.», vol. 101, № 79, Pt. 2, Febr. 1954, p. 65.
Pittman C. F., A high-accuracy static time delay device utilizing transistors, «Trans. Amer. Inst. Electr. Eng.», vol. 74, Pt. 1, 1955, p. 54—58.
Renkauf D. C., Simulate transport lags with magnetic tape, «Control Engng», vol. 4, № 6, 1957, p. 145—147.
Rothbart A. and Rosenberg L., A theory of pulse transmission along a magnetostrictive delay line, «Trans. IRE», vol. UE-6, Dec. 1957, p. 32—58, 25 ill., Bibliogr. 8.
Ryan R. D., Mercury delay line storage unit, «J. Brit. Instn Radio Engrs.», vol. 15, № 8, Aug. 1955, p. 419—427.
Scism W. A., Computer delay unit uses semiconductors, «Electronics», vol. 30, № 7, July 1957, p. 173.
Stone R. S. and Dandi R. A., A variable function delay for analog computers, «Trans. IRE», vol. EC-6, № 3, Sept. 1957, p. 187—189.

Struven W. C., Precision time-delay, «Electronics», vol. 28, № 11, 1955, p. 218—220.

Thompson T. B., Analysis and application of magnetostriction delay lines, «Proc. Nat. Electronics Conference», vol. 11, Chicago, Nat. Electronics Conf., Inc., 1956, p. 791—802, 10 ill., Bibliogr. 10.

Van Nice R. I. and Lyman R. C., A predetermined scaler utilizing transistor and magnetic cores, Proc. Nat. Electronics Conference, vol. 11, Chicago, Nat. Electronics Conf., Inc., 1956, p. 859—869, 7 ill., Bibliogr. 5.

Логические схемы и устройства

Зимин В. А., Логические схемы на импульсных трансформаторах и полупроводниковых диодах, в кн.: «Пути развития советского математического машиностроения и приборостроения», Конференция, ВИНИТИ, М. 1956, ч. 1, с. 164—173, 6 илл., Библиография 3 назв.

Ивахненко А. Г., Элементы логического действия для простых релейных кибернетических систем, «Автоматика и телемеханика» № 4, 1957, с. 36—51, 6 илл., Библиогр. 11 назв.

Astrahan M. M., Housman B., Jacobes I. F., Mayer R. P. and Thomas W. H., The logical design of a digital computer for a large-scale real time application, «Commun. and Electronics», № 29, March 1957, p. 71—75, 4 ill.

Auerbach I. L. and Disson S. D., Magnetic elements in arithmetic and control circuits, «Electr. Engng.», vol. 74, № 9, Sept. 1955, p. 766—770.

Booth G. W. and Bothwell T. P., Basic logic circuits for computer applications, «Electronics» vol. 30, № 3, March 1957, p. 196—200.

Boothwell T. P. and Booth G. W., Logic circuits for a transistor digital computer, «Trans. IRE», vol. EC-5, № 3, 1956, p. 132—139.

Brooks R. W., Logical design with symbolic logic, «Instrum. and Automat.», vol. 30, № 2, March 1957, p. 457—463, 18 ill.

Brown R. M., Some notes on logical binary counters, «Trans. IRE», vol. EC-4, № 2, June 1955, p. 67—69.

Craven T. L., More about circuits and logic, «Electronic Engng.», vol. 26, № 317, July 1954, p. 302—305.

Creanias E. C., Hoppel C. J., Kloomok M. and Osborne J. S., Design logic for recognition of printed characters by simulation, «IBM J. Res. Developm.», № 1, Jan. 1957, p. 8—18, 7 ill., 2 tabl.

Ellis D., A mathematical formulation of the generalized logical design problem, «IRE Wescon Convent. Rec.», Pt. 4, 1957, p. 259—261.

Feingold S. K., The logic of V-brush analog-to-digital converters, «ISA Journal», vol. 4, № 2, Febr. 1957, p. 66—68, 4 ill.

Flood J. E. and Warman J. B., The design of cold-cathode-valve circuits, «Electronics Engng.», vol. 28, № 344, 1956, p. 416—421, № 345, p. 489—493 and № 346, p. 528—532.

Ganzhorn K., Magnetische logische Gruundschaltungen in Rechenanlagen, «Elektron. Rundschau», Jg. 11, H. 8, Aug. 1957, S. 229—239, 6 ill., 2 tabl., Bibliogr. 6.

Goday M. I. E., The logic of bidirectional binary counters, «Trans. IRE», vol. EC-6, № 1, March 1957, p. 1—4.

Grea R. et Higonnet R., Étude logique des circuits de contacts, «Rev. gen. electr.», t. 63, № 1, Jan. 1954, p. 19—34.

Guterman S., Kodis R. D. and Ruhman S., Logical and control functions, performed with magnetic cores, «Proc. IRE», vol. 43, № 3, 1955, p. 291—298.

Harris B., An algorithm for determining minimal representations of a logic function, «Trans. IRE», vol. EC-6, № 2, June 1957, p. 103.

Klein H. L., Williams F. K. and Morgan H. C., Digital automation, the logical network, «Instrum. and Automat.», vol. 28, № 12, Dec. 1955, p. 2109—2115.

Klein M. L., Simplified method for design of logical conversion matrices, «Electronic Engng.», vol. 27, № 328, June 1955, p. 270—272.

Mason R. M., The logical combination of punched paper tapes, «Trans. IRE», vol. EC-6, № 4, Dec. 1957, p. 285—286, 4 ill.

O'Toole J. B., Logic design symbolism for direct-coupled transistor circuits in digital computing, «IRE Wescon Convent. Rec.», Pt. 4, 1957, p. 251—258, 9 ill., 14 tabl. Bibliogr. 3.

Rosenheim D. E. and Anderson A. G., V. H. F. pulse techniques and logical circuitry, «Proc. IRE», vol. 45, № 2, Febr. 1957, p. 212—219.

Russel L. A., Diodeless magnetic core logical circuits, «IRE Convent. Rec.», vol. 5, Pt. 4, 1957, p. 106—114, ill., Bibliogr. 8.

Zimbel N., Packaged logical circuitry for 4-Mc computer, «IRE Convent. Rec.», vol. 5, Pt. 4, 1954.

Кодирующие и декодирующие устройства

Automatic coding, Proc. of the Symposium held January 24—25, 1957, at the Franklin Institute in Philadelphia, Philadelphia, Frankl. Inst., 1957, 118 p., ill., Bibliogr.

Baker R. H., Lebow L. L. and McMahon R. E., Transistor shift registers, «Proc. IRE», vol. 42, № 7, July 1954, p. 1152—1159.

Brooker R. A., Attempt to simplify coding for Manchester electronic computer, «Brit. J. Appl. Phys.», vol. 6, № 9, Sept. 1955, p. 307—311.

Dannals G. C., Magnetic tape playback and digital conversion of telemetering flight data for entry into digital computers, «IRE Convent. Rec.», pt. 5, 1957, p. 31—36, ill.

Davidson J. T. and Fortune R. L., Automatic translation of printed code to impulses acceptable to computing equipment, «Proc. Western Computer Confer.», 1955, p. 29—33; 10 ill.

Follingstad H. G., Shive J. N. and Yaeger R. E., A transistor optical position encoder and digit resistor, Proc. Nat. Electronics Conference, vol. 8, Chicago, Nat. Electronics Conference Inc., 1953, p. 766—775, 10 ill., Bibliogr. 4.

Foss F. A., The Use of a reflected code in digital control systems «Trans. IRE», vol. EC-3, № 4, Dec. 1954, p. 1—6, 13 ill.

Herbst E. H., Analysis of problem codes on the Maniac, «Math. Tables and Other Aids Comput.», vol. 9, № 49, 1955, p. 14—20, 5 tabl.

Hume J. N. P. and Worsley B. H., Transcode: System of automatic coding for Ferrit, «J. Assoc. Comput. Machinery», vol. 2, № 4, Oct. 1955, p. 243—252.

Jones E. M., Pulse circuits fabricate computer code disk, «Electronics», vol. 29, № 6, June 1956, p. 146—149.

Kernahan J. J. J., A digital code, «Bell Labs Rec.», vol. 32, № 4, Apr. 1954, p. 126—131; 6 ill., 1 tabl.

Klein H. L., Williams F. K. and Morgan H. C., Digital automation, Code arithmetic, «Instrum. and Automat», vol. 28, № 11, Nov. 1955, p. 1930—1936.

Krider L. D., Application of automatic coding to small calculators, «Proc. Eastern Computer Conference», Philadelphia, 8—10 Dec. 1954, N. Y. Amer. Inst. Electr. Engrs., 1955.

McCracken D. D., World length in digital computers, «Computers and Automat.», vol. 5, № 7, July 1956, p. 14—15.

O'Brien J. A., Cyclic decimal codes for analogue to digital converters, «Commun. and Electronics», № 24, May 1956, p. 120—122, 12 ill., Bibliogr. 7.

Partridge G. R., Transistorized pulse code modulator, «Trans. IRE», vol. EC-3, № 4, Dec. 1954, p. 7—12

Raasch F., Progressive code digital quantizer, «Trans. Amer. Ints. Electr. Engrs», vol. 72, Pt. 1, 1953 («Commun. and Electronics», № 9), p. 567—571.

Selfridge R. G., Coding a general-purpose digital computer to operate as a differential analyzer, «Proc. Western Computer, Conf.», 1955, p. 82—84, 1 ill.

Slade J. J., Fich S. L. F., Nanni L. F. and Molony A. D., Moment detection and coding, «Electr. Engng»., vol. 76, № 6, June 1957, p. 49, ill.

Tompkins H. E., Unit-distance binary-decimal codes for two-track commutation, «Trans. IRE», vol. EC-5, № 3, 1956, p. 139—140.

Typed figures translated into computer code: high-speed reading by electric automation, «Engineerind», vol. 183, № 4749, 15 March 1957, p. 348—349.

Wheeler D. J., Bibliography of coding procedure, Math. Tables and other Aids to Computation» vol. 7, № 43, 1953, p. 195—197.

Wilkinson J. H., Assessment of system of optimum coding used on pilot automatic computer engine at National Physical Laboratory, Philos. Trans. Roy. Soc., London, vol. 248, № 946, 20 Oct. 1955, Ser. A, p. 253—281.

Zweizig J. R., Data encoder for general instrumentation, «Tele-Tech and Electronic Ind.», vol. 14, № 3, March 1955, p. 72—73, 142, 144, 147.

Zweizig J. R., Digital voltage encoder, «Trans. IRE», vol. EC-3, № 3, Sept. 1954, p. 25—28.

2) Непрерывного действия

Электронные усилители постоянного тока

Грацианский И. Н., Основные формулы расчета блок-схем решающих усилителей, Труды Моск. энерг. ин-та, вып. 18, 1956, с. 297—309, 5 илл., библиогр. 7 назв.

Гурвич И. Г. и Иванов В. С., Электрометрический усилитель с 100% обратной связью, «Заводская лаборатория» № 3, 1955, с. 365.

Дэвис П., Усилитель с непосредственной связью и большим коэффициентом усиления, предназначенный для использования в вычислительных схемах, в сб.: «Автоматическое регулирование», ИЛ, М., 1954, с. 521—523, 2 илл.

Евсеев В. М., Решающий усилитель без стабилизированных источников питания, «Автоматика и телемеханика», т. 18, № 5, 1957, с. 427—436, 10 илл., библиогр. 2 назв.

Соколов А. А., Мостовые балансовые схемы электронных усилительных каскадов постоянного тока, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 4, 1956, с. 352—361, 8 табл.

Таланцев А. Д., Решающие усилители с малым дрейфом нуля, «Труды II Всес. совещ. по теории автоматического регулирования», т. 3, 1955, с. 85—93, 10 илл., библиогр. 5 назв.

Burton P. L., A transistor d. c. chopper amplifier, «Electronic Engng», vol. 29, № 354, Aug. 1957, p. 393—397, 8 ill.

Cederbaum I. and Balaban P., Automatic drifts compensation in d. c. amplifiers, «Rev. Scient. Instrum.», vol. 26, № 8, Aug. 1958, p. 745—747.

D — C current amplification factor of junction transistors, «Proc. 1956 Electronic Components Symposium», N. Y., Engng. Publ., 1956, p. 72—79, 9 ill., Bibliogr. 10.

Fuchs H., Some aspects of the design of a d. c. amplifier for use with a slow analogue computer, «Electronic Engng.», vol. 28, № 335, Jan. 1956, p. 22—25.

Johnson A. B., Gain measurem nts on computing amplifiers, «Electronics Engng.», vol. 27, № 325, March 1955, p. 127—129, 14 ill.

Landsberg S., General-purpose drift-free d. c. amplifier, «Philips Research Reports», vol. 11, № 3, June 1956, p. 161—171.

McFadden M. H., Drift-corrected d. c. amplifier, «Electronic and radio Engr.», vol. 34, № 10, Oct. 1957, p. 358—364, 12 ill., Bibliogr. 3.

Mirtes B., Stejnosmérny zesilovač vanobogorých pocitacich, «Slaboproudý obzor», № 11, 1956, str. 651—657.

Olsson H. G., Eine einfache Methode zur Berechnung von maximaler Verstärkung kritischer Frequenz und Dämpfung in rückgekoppelten Verstärkern, «Regelungstechnik», Jg. 4, № 6, 1956, S. 143—147, 9 ill.

Osborn W. F., Compact operational amplifier designed for a table computer, «Electr. Engng.»; vol. 75, № 11, 1956, p. 1045—1049, 14 ill., Bibliogr. 2.

Robinson D. A., Operational amplifier has chopper stabilization, «Electronics», vol. 29, № 9, Sept. 1956, p. 182—185, 7 ill., Bibliogr. 1.

Slaughter D. W., Time-shared amplifier stabilizes computers, «Electronics», vol. 27, № 4, Apr. 1954, p. 188—190, 4 ill., Bibliogr. 3.

Small-current d. c. amplifier, «Nucleonics», vol. 13, № 1, Jan. 1955, p. 62—63, Bibliogr. 7.

Wade E. J. and Stone R. S., An improved d. c. amplifiers for reactor control, «Nucleonics», vol. 13, № 4, Apr. 1955, p. 28—30, 3 ill.

Безламповые решающие усилители

Бездиодные магнитные элементы «Зарубежная радиоэлектроника» № 3, 1958, с. 21—27, 8 илл.

Angell J. B., Circuit design for transistors and junction devices, Proc. Nat. Electronics Conference, 1955, vol. 11, Chicago, Nat. Electronics Conf., Inc., 1956, p. 164—171, 12 ill., Bibliogr. 13.

Benton B. M., Servo amplifiers use power transistors, «Electronics», vol. 29, № 9, Sept. 1956, p. 153—155, 5 ill.

Blecher F. H., A junction-transistor integrator, Proc. Nat. Electronics Conference, 1955, vol. 11, Chicago, Nat. Electronics Conf. Inc., 1956, p. 415—430, 10 ill., Bibliogr. 9.

Blecher F. H., Transistor circuits for analog and digital systems, «Bell System Techn. J.», vol. 35, № 2; March 1956, p. 295—332, 24 ill., Bibliogr. 18.

Carroll J. M., Transistors circuits and applications, McGraw-Hill Book Comp., Inc., 1957, 283 p. ill., Bibliogr.

Curtin W. A., Use of junction-transistors in computer amplifiers, «Electr. Engng.», vol. 75, № 11, Nov. 1956, p. 1011, 2 ill.

Davis B. E. and Swift I. H., Analogue computers using magnetic amplifiers, «Electr. Engng.», vol. 74, № 2, Febr. 1955, 2 ill.; «Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs.», Pt. 1, 1954, p. 635—640, 14 ill.

Ettinger G. M., Transistor amplifiers for analog computers, «Electronics», vol. 28, № 7, July 1955, p. 119—121, 6 ill.

Hellerman H., Some transistor building blocks for analogue computers, «Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs.», vol. 73, Pt. 1, 1954, p. 410—413, 3 ill., Bibliogr. 6.

Johnson L. and Rauch S. E., Zero signal stability and noise suppression with magnetic demodulator — amplifiers. Proc. Nat. Electronics Conference, 1955, Chicago, Nat. Electronics Conf., Inc. 1956, p. 145—151, 8 ill., Bibliogr. 8.

Kerfoot B. P., Transistor in current-analog computing., «Trans. IRE», vol. EC-5, № 2, June 1956, p. 86—93.

Moody N. F., A silicon junction diode modulator of 10^{-8} ampere sensitivity for use in junction transistor direct-current amplifiers, Proc. Nat. Electronics Conference; 1955, vol. 11, Chicago, Nat. Electronics Conf., Inc., 1956, p. 441—454, 8 ill., Bibliogr. 1.

Neale D. M. and Oakes F., Transistor d. c. amplifier. — «Wireless World», vol. 62, № 11, Nov. 1956, p. 529—532; 8 ill., Bibliogr. 3.

Weyrick R. C., Transistor analogue computing amplifiers for flight simulators, «Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs.», vol. 75, Pt. 1, 1956, p. 338—342; «Commun. and Electronics», № 25, July; Proc. Nat. Electronics Conference 1955, vol. 11, Chicago, Nat. Electronics Conf., Inc., 1956, p. 931—940, 9 ill., Bibliogr. 4.

Wolfendale E., Morgan L. P. and Stephenson W. I., The junction-transistor as a computing element, Pt. 2, «Electronic Engng.», vol. 29, № 348, Febr. 1957, p. 83—87, 10 ill., 1 tabl.; March, № 349, p. 136—139, 8 ill.

Интегрирующие и дифференцирующие устройства

Давыдов Н. И., Электронный дифференциатор, «Приборостроение» № 2, 1958, с. 9—13, 7 илл.

Дер-Шварц Г. В., Сеточные интеграторы повышенной точности для расчета полей электроннооптических систем, «Радиотехника и электроника», т. 3, № 2, 1958, с. 262—266, 3 илл., библиогр. 3 назв.

Жданов Г. М., Конспект лекций по курсу «Счетно-решающая автоматика, раздел 2, Интегро-дифференцирующие устройства», Моск. энергет. ин-т, М. 1954, 74 с. 58 илл., библиогр. 15 назв.

Коган Б. Я., Об оценке электронных интегрирующих устройств, «Автоматика и телемеханика» № 9, 1957, с. 841—846, илл., библиогр. 6 назв.

Молчанов Е. П. и Савенко В. Г., Электроинтегратор ЭП-41, М. 1957, с. 3—32, 18 илл. (АН СССР, Филиал ВИНИТИ, Передовой научно-техн. и произв. опыт).

Насыров Р. А., Электроинтегратор ЦНИИ-ЛТС для исследования динамики механических систем, в кн.: Межвузовская конференция по применению физического моделирования в электротехн. задачах, М. 1957, с. 174—176. (Моск. энергет. ин-т).

Пальтов И П., Устройство для интегрирования медленно меняющейся функции времени, задаваемой в виде угла поворота, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 4, 1956, с. 296—309, 8 илл., 2 табл.

Фрид М. А., Угловой интегратор для построения интегральных кривых, в кн.: Молчанов Е. И. и др., Электроинтегратор ЭП-41, М. 1957, с. 33—36, 4 илл. (АН СССР, Филиал ВИНИТИ, Передовой научно-техн. и произв. опыт).

Blunden W. R., Integrators for computers and control systems, «Prod. Engng.», № 6, 1954, p. 168—175, 12 ill., Bibliogr. 13.

Bonnke H. und Scheplitz H. G., Die elektrische Integriervorrichtung «Eltinor», des VEB Rathenower Optische Werke, «Feingerätetechnik», Jg. 7, № 1, 1958, S. 28—33, 8 ill., Bibliogr. 7.

Burgess E., Another use for sphere: tangent integrator, «Control Engng.», vol. 2, № 8, Aug. 1955, p. 63—64.

Integrator computes tristimulus values, «Control Engng», 1956, vol. 3, № 1, Jan. 1956, p. 91—92, 2 ill.

Klein M. L. and Morgan H. G., On-line digital integration of analog signals, «Rev. Scient. Instrum.», vol. 27, № 3, 1956, p. 177, 1 ill., tabl. 1, Bibliogr. 4.

Lewis I. A. D., The Miller circuit as a low-speed precision integrator, «Electronic Engng.», vol. 22, № 264, Febr. 1950, p. 66—68, 3 ill., 1 tabl., Bibliogr. 13.

Lowe J. R., The A. D. E. photo-electric integrator, «Nature», vol. 173, № 4417, 26 June 1954, p. 1222—1223, 2 ill.

Michell I. G. I., Errors of friction wheel integrators, «J. Sci. Instrum.», vol. 32, № 2, Febr. 1955, p. 43—44.

Nathan A., Dynamic accuracy as a design criterion of linear electronic-analog differential analyzers, «Trans. IRE», vol. EC-6, № 2, June 1957, p. 74—86, ill., Bibliogr.

Thomason J. G., Feedback integrators and differentiators, in his book: «Linear feedback analysis», London, Pergamon Press, Ltd., 1955, p. 290—327, 17 ill.

White W. E. and Macadam D. L., Universal, digital tristimulus integrator, «J. Optic. Soc. America», vol. 47, № 7, July 1957, p. 605—611, 5 ill., 3 tabl.

Wittke H., Elektrische Integrationsverfahren, «Frequenz», vol. 9, № 2, 1955, p. 49—57, 12 ill., Bibliogr.

Множительно-делительные устройства

Лебедев В. И., Быстродействующий перемножитель мгновенных значений знакопеременных напряжений, в кн.: Сб. научн. работ Моск. инж.-физ. ин-та, № 12, Вопросы электроники и приборостроения, Машгиз, М. 1957, с. 77—91, илл., библиогр. 12 назв.

Лукашевич Л., Умножающая система, построенная по принципу двукратной модуляции амплитуды, «Бюл. Польск. АН», отд. 4, т. 3, № 3, 1955, с. 147—151, 4 илл., библиогр. 5 назв.

Маслов А. А., Множительно-делительное устройство на тиритах, «Автоматика и телемеханика», т. 18, № 4, 1957, с. 336—348, 14 илл., библиогр. 10 назв.

Фицнер Л. Н., Блок произведения на тиритах, «Приборостроение» № 4, 1956, с. 9—11, 3 илл., библиогр. 11 назв.

Харкевич А. А., Умножающие схемы, «Радиотехника» № 3, 1954, с. 12—18, 14 илл.

Bishop R. P. and Marquard R. E., The development of a high-speed electronic multiplexer and coder for use with PCM telemeter, «IRE Convent. Rec.», vol. 4, Pt. 1, 1956, p. 203—207, 7 ill.

Chaplin G. B. B., Hayes R. R. and Owens A. R., Transistor digital fast multiplier with magnetostrictive storage, «Proc. Instn Electr. Engr.», vol. 102, Pt. B, № 4, July 1955, p. 412—425.

Chen K. and Decker R. O., Analogue multiplying circuits using switching transistors. — «IRE Convent Rec.», vol 4, Pt. 4, 1956, p. 74—80, 13 ill.

Czajkowski Z., Electronic methods of analogue multiplication. «Electronic Engng.», vol. 28, № 341, July 1956, p. 283—287, ill., Bibliogr. 16; № 342, p. 352—355; «Wireless Engr.», vol. 33, № 10, Oct. 1956, p. 2961.

Davis S. A., 31 ways to multiply, «Control Engng.», vol. 1, № 3, Nov. 1954, p. 34—46.

D e e l e y E. M., The design of an electrodynamic multiplier, «Proc. Inst. Electr. Engrs.», vol. 101, № 7, Pt. IV, 1954, p. 187—191; 3 ill., Bibliogr. 32.

D o u c e J. L., A simple analogue divider, «Electronic Engng.» vol. 26, № 314, Apr. 1954, p. 155 —156, 4 ill., Bibliogr. 2.

F i s c h e r M. E., A wide band analogue multiplier using crystal diodes and its application to the study of a non-linear differential equation «Electronic Engng.»; vol. 29, № 358, Dec. 1957, p. 580—585, 16 ill., Bibliogr. 10.

F r e e m a n H. and P a r s o n s E., A time-sharing analog multiplier, «Trans. IRE», vol. EC-3, № 1, March 1954, p. 11—17, 11 ill.

G o r d o n R. L., An analogue divider employing the principle of the Miller Integrator, Journées Internat. Calcul Analog (Bruxelles, 1955), Actes, 1956, p. 98—100, 2 ill.

G u n d l a c h F. W., A new electron-beam multiplier with an electronic hyperbolic field, Journées Internat. Calcul Analog. (Bruxelles, 1955), Actes, 1956, p. 101—103, 2 ill.

H a m e r H., A stabilized driftless analog integrator, «Trans. IRE», vol. EC-3, № 4, Dec. 1954, p. 19—20, 2 ill.

H o l m e s J. N. and D u k a s T. M. C., A speech-waveform correlation with magnetic-tape delay and electronic multiplication, Proc. Inst. Electr. Engrs. 1954, July, vol. 101, Pt. 111, № 72, p. 225—237, 11 ill., Bibliogr 22.

H o w e R. M. and G i l b e r t E. G., Trigonometric resolution in analog computers by means of multiplier elements, «Trans. IRE», vol. EC-6, № 2, June 1957, p. 85—92.

I s a b e a u J., An analog multiplier-divider, Journées Internat. Calcul. Analog. (Bruxelles, 1955), Actes, 1956, p. 104—106, 5 ill.

J o h n s o n L. J. and R a u c h S. E., Magnetic frequency multipliers, «Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs», vol. 73, Pt. 1, 1954 («Communicat and Electronics», № 15), p. 448—451.

J o h n s o n L. J. und R a u c h S. E., Old integer magnetic frequency multipliers, «Proc. IRE», № 2, vol. 43, Febr. 1955, p. 168—173.

K a l b f e l l D. C., An electronic analog multiplier, «Trans. IRE», vol. EC-6, № 2, June 1957, p. 100—103.

K e i s t e r G. L., Transistor — magnetic analog multiplier, «Electronics», vol. 29, № 10, Oct. 1956, p. 160—163, ill., Bibliogr. 2.

L i l a m a n d M., Multiplieurs a découpage temporel, «Onde electr.», vol. 35, № 335, Febr. 1955, p. 142—158, 13 ill.

L i l a m a n d M. L., A time-division multiplier, «Trans. IRE», vol. EC-5, № 1, March 1956, p. 26—34, 18 ill., Bibliogr. 5.

L o f g r e n L., Analog multiplier based on the Hall effect. — Journées Internat. Calcul Analog. (Bruxelles, 1955), Actes, 1956, p. 111—115, 2 ill.

M e h r o n and O t o o W., Instantaneous multiplier for computers, «Electronics», vol. 27, № 2, Febr. 1954, p. 144—148, 4 ill.

M e y e r s R. A., A general purpose electronic multiplier, «Trans. IRE», vol. 1—5, June 1956, p. 98—106, 8 ill., Bibliogr. 4.

M e y e r M. A., G o r d o n B. M. and N i c o l a R. N., Operational-digital feedback divider, «Trans. IRE», vol. RC-3, № 1, March 1954, p. 17—20.

M e y e r M. A. and F u l l e r H. W., Two new electronic analog multipliers, «Rev. Sci. Instrum.», vol. 25, № 12, Dec. 1954, p. 1166—1172.

M e y e r s and D a v i s H. B., Triangular-wave analog multiplier, «Electronics», vol. 29, № 8, Aug. 1956, p. 182—185, ill. Bibliogr. 4.

M i l l e r I. A., S o l t e r A. S. and S c o t t R. E., Wide-band analog function multiplier, «Electronics», vol. 28, № 2, Febr. 1955, p. 160—163, 4 ill.

N e w s o m e J. P., Calculation of the effect of loading resistive potential dividers, «Instrum. Practice Automat.» vol. 11, № 7, July 1957, p. 742—745, 4 ill., Bibliogr. 4.

N o r s w o r t h y K. H., A simple electronic multiplier, «Electronic Engng.», vol. 26, № 312, Febr. 1954, p. 72—75.

P a l i g E. I. T. P., Multiplikator mit der dekadischen Zählrohre, «Elektronische Rundschau», Bd. 9, № 5, Mai 1955, S. 196—202.

P i h l G. E. and T i l l e y R. B., An electronic-mechanical multiplier, Proc. Nat. Electronics Conference, vol. 11, 1955, Chicago, Nat. Electronics Conf., Inc., 1956, p. 300—303, 3 ill.

Porter D. D. and Robinson A. S., A multiple input analog multiplier, «IRE Convent. Rec.», vol. 4, Pt. 4, 1956, p. 73.
Schaefer D. K., A static magnetic transistor analogue divider, «Communicat. and Electronics», № 21, Nov. 1955, p. 652—655, 10 ill., Bibliogr. 2.
Sideriades L. and Brunnel J., Circuit electronique multiplicateur, «C. R. Acad. Sci.», Paris, vol. 244, № 2, 7 Jan. 1957, p. 176—178.
Sternberg S., An accurate electronic multiplier, «RCA Rev.», vol. 16, № 4, Dez. 1955, p. 618—634, 14 ill.
Weibel E. S., An electronic analog multiplier using carriers, «Trans. IRE», vol. EC-6, № 1, 1957, p. 30—34, ill., Bibliogr.

Функциональные преобразователи

Баласанов Г. Н., Выпрямляющие свойства схем с симметричными нелинейностями и использование этих схем в качестве элементов для возведения в квадрат, в кн.: Сб. работ по автоматике и телемеханике, АН СССР, М. 1956. с. 81—93, 3 илл., 2 табл., библиогр. 7 назв.
Жданов Г. М., Образование функций электрическими схемами с линейными элементами, Труды Моск. энерг. ин-та, вып. 18, 1956, с. 282—297, 10 илл., библиогр. 2 назв.
Коган Б. Я., К теории нелинейных решающих элементов, использующих кусочно-линейную аппроксимацию, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 12, 1956, с. 1081—1091, 7 илл., библиогр. 7 назв.
Петров Г. М., Применение полупроводниковых диодов в схемах нелинейных блоков электромоделирующих установок, «Автоматика и телемеханика», т. 17; № 8, 1956, с. 707—716, 16 илл., библиогр. 1 назв.
Пинскер И. Ш., Представление функций многих переменных при помощи суммирующих, множительных и простейших функциональных устройств, Труды ин-та машиноведения АН СССР, Семинар по точности в машиностроении и приборостроении, вып. 8, 1955, с. 35—51, 10 табл. библиогр. 6 назв.
Таланцев А. Д., Проектирование диодных функциональных преобразователей, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 2, 1956, с. 129—139, 10 илл., библиогр. 9 назв.
Abou-Hussein M. S. M., Representation of non-linear characteristics by linear elements, «Communic. and Electronics», № 23, March 1956, p. 84—86, 7 ill.
Archibald J. L., An application of pinwheel gears as function generators in light-weight computers, Journées Internat. Calcul Analog. (Bruxelles, 1955), Actes, 1956, p. 254—256.
Bearick D. F., Function generation on differential analyzer extended to analog computer, «Trans. IRE», vol. TRC-1, № 3, Aug. 1955, p. 8—12.
Brathovde J. R. and Breazeale J. D., Linear — to log converter, «Rev. Sci. Instrum.», vol. 26, № 9, 1955, p. 892—893.
Burt E. G. C. and Lange O. H., Function generators based on linear interpolation with applications to analog computing, Proc. Instn. Electr. Engrs, vol. 103, № 3, Pt. C, March 1956, p. 51—58.
Comley W., Function generation by integrating steps, «IRE Wescon Convent. Rec.», Pt. 4, 1957, p. 279—283, 6 ill.
Davis B. E. and Swift I. H., An analogue computer technique using magnetic amplifiers, «Communic. and Electronics», № 16, Jan. 1955, p. 635—640, 13 ill.
Elgeskog E., Photoformer analysis, Journées Internat. Calcul Analog (Bruxelles 1955), Actes 1956, p. 95—97, 2 ill.; Chalmers tek. Högsk. Handl., 1956, № 172, P. 40.
Hambley N., A function generator, «Electronic Engng.», vol. 30, № 360, Febr. 1958, p. 91—94, 7 ill., Bibliogr. 2.
Harmuth H., Die Ausnutzung gekrümmter Kennlinien für die höheren Grundrechnungsarten in elektronischen Rechenmaschinen, «Acta Phys. Austriaca», Bd. 8, № 4, 1954, S. 332—337, 9 ill., Bibliogr. 2.
Hines D. P. and Thal-Larsen H., A proposed correlation-function generator, «Control Engng.», vol. 4, № 12, 1957, p. 109—111.

J o n e s I. C. and R e a d s c h a w, Lace (The Luton analogue computing engine), Pt. 2. Non-linear units used in a general purpose analogue computer, «Electronics Engng.», vol. 29, № 354, Aug. 1957, p. 380—385, 10 ill., Bibliogr. 11.

M e i s s i n g e r H. F., An electronic circuit for the generation of several variables, «IRE Convent. Rec.», Pt. 4, 1955, p. 150—161, 13 ill.

M i u r a T., A m e n i y a H. and N u m a k u r a T., A new diode function generator, «Trans. IRE», vol. EC-6, № 2, June 1957, p. 95—100.

N e a l e D. M., The adjustment of linear logarithmic function generators, «Electronic Engng.», vol. 29, № 358, Dec. 1957, p. 611, 4 ill.

New device boosts computer flexibility, «Aviat. Week», vol. 64, № 9, 27 Febr. 1956, p. 79, 81, ill.

N e w h a l l E. E., Waveform generator uses pulse techniques, «Electronics», vol. 28, № 6, June 1955, p. 149, 151, 4 ill., Bibliogr. 1.

N i k i f o r u k P. N., A technique for non-linear function generation, «Electronic Engng.», vol. 27, № 325, March 1955, p. 118—119.

P e r e t z R., Operateurs electroniques non-lineaires, Journées Internat. Calcul Analog. (Bruxelles, 1955), Actes, 1956, p. 125—129, 7 ill.

P o l i m e r o n L. G., A new method for generating a function of two independent variables, «Trans. IRE», vol. PG EC-6, № 3, Sept. 1957, p. 167—169, 7 ill., Bibliogr. 4.

R e s w i c k J. B. and R o b e r t s J. E., A dual-function generator for analog correlation, «Control Engng», vol. 3, № 9, Sept. 1956, p. 190—191, 4 ill.

R i d e o u t V. C., N a g a r a j a N. S., S a m p a t h S., C h i p l u n k a r V. N. et M a n a v a l a n L. S., Design of a timing device and non-linear units for an electronic differential analyzer, «J. Indian Inst Sci.», B., vol. 38, Jan. 1956, p. 66—79.

R o b i n s o n A. S., Electronic analog computing technique for solution of trigonometric problems, «Trans. IRE», vol. EC-4, № 3, Sept. 1955, p. 95—101.

S a u b e r J. W., Square-law detector for RMS voltages, «Electronics» vol. 28, № 11, Nov. 1955, p. 170—172, 5 ill.

S c h a e f e r D. H. and A l l e n R. L. van, Trancendental function analogue computation with magnetic cores, «Commun. and Electronics», № 24, May 1956, p. 160—165, ill., Bibliogr. 2.

S c h u s t e r D. H., Simulation of discontinuity nonlinearities, «Instrum. and Automat.», vol. 30, № 4, Apr. 1957, p. 698—702, 11 ill.

S e i f e r t W. W., The generation of functions of two independent variables, Journées Internat. Calcul Analog. (Bruxelles, 1955), Actes, 1956, p. 116—120, 5 ill.

S h e n D. W. C., Approximating non-linear functions by shunt loading tapped potentiometers in analog computing machines, «Electronic Engng.», vol. 29, № 355, Sept. 1957, p. 434—439, 11 ill., Bibliogr. 13.

S i n k e r R. A., Photoelectric analog function generator, «Electronics», vol. 29, № 10, Oct. 1956, p. 178—181, ill.

S o l t e s A. S., Wide band square-law circuit element, «Trans. IRE», vol. ED-2, № 2, Apr. 1955, p. 32—39.

T a b a c k L. A function generator for two independent variables, «Control Engng.», vol. 3, № 11, Nov. 1956, p. 129—131, 3 ill.

T o m o v i c h R., Sur une méthode augmentant la precision d'un générateur de fonctions, Journees Internat. Calcul Analog. (Bruxelles, 1955); Actes, 1956, p. 121—122, 2 tabl.

Variable density film yields three functions, «Control Engng.», vol. 3 № 5, May 1956, p. 107, 1 ill.

W e n t z e l V., Electronic function generators. — Journées Internat. Calcul Analog. (Bruxelles, 1955), Actes, 1956, p. 123—124, 2 ill.

W h a r f f P. C., Generate ramps and exponentials electromechanically, «Control Engng.», vol. 3, № 10, Oct. 1956, p. 117, 2 ill.

W i t s e n h a u s e n H., Principles de realisation d'elements non-linears pour le calcul analogique. — Journées Internat. Calcul Analog. (Bruxelles, 1955), Actes. 1956, p. 130—135, 5 ill., Bibliogr. 5.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ
АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

том II, часть 2

Редакторы издательства:
Г. Ф. Поляков, Г. М. Коновалов
Технический редактор *Т. Ф. Соколова*
Корректор *И. И. Жилина*
Переплет художника *А. Л. Бельского*

Сдано в производство 19/VII 1958 г.
Подписано к печати 7/I 1959 г.
Т-00406. Тираж 13 000 экз.
Печ. л. 28,75. Уч.-изд. 29
Бум. л. 11,38. Формат $60 \times 92^1/_{16}$
Заказ 222

Типография № 6 УПП Ленсовнархоза
Ленинград, ул. Моисеенко, 10.

ЗАМЕЧЕННЫЕ ОПЕЧАТКИ

Стр.	Строка	Напечатано	Должно быть
24	4-я снизу	$\sim 0{,}1$ *сек/рад*	$\sim 0{,}1$ *в сек/рад*
38	4-я сверху	$\dfrac{K}{(1+k)\left(\dfrac{Ts}{1+K}+1\right)}$	$\dfrac{K}{(1+K)\left(\dfrac{Ts}{1+K}+1\right)}$
38	5-я "	$k = k_{\partial в} k_y k_T$	$K = k_{\partial в} k_y k_T$
38	6-я снизу	на выходе	на входе
60	4-я сверху, в знаменателе	$\dfrac{K_{1np}+K_{2np}}{R_{np}(T_{np}s+1)}$	$\dfrac{K_{1np}+K_{2np}s}{R_{np}(T_{np}s+1)}$
69	4-я снизу	$K_1 = \dfrac{M}{RL_1+R_1}$	$k_1 = \dfrac{M}{RL_1+R_1}$
74	7-я "	$\int\limits_0^t U_{вых}\,dt$	$\int\limits_0^t U_{вх}\,dt$
74	3-я "	$1-e^{-\frac{t}{RC}}$	$1+e^{-\frac{t}{RC}}$
112	7-я "	$-\dfrac{\zeta_d}{T_d}+j\dfrac{\sqrt{1-\zeta_d^2}}{T_d}$	$-\dfrac{\zeta_d}{\tau_d}+j\dfrac{\sqrt{1-\zeta_d^2}}{\tau_d}$
114	5-я сверху	$\alpha_d \cdot \alpha_k, \rho_d, \rho_k$	$\alpha_d, \alpha_k, \beta_d, \beta_k$
114	9-я "	$= L_\omega(\alpha_d, \alpha_k, \beta_d, \rho_k, \omega_\tau, \omega_T)$	$= L_\omega(\alpha_d, \alpha_k, \beta_d, \beta_k, \omega_\tau, \omega_T)$
152	Подпись к фиг. XVII. 6	Схемы двойного интегрирующего контура:	Схемы двойного корректирующего контура·
152	3-я снизу, в знаменателе	$R_1 + R_2T_3T_4s^2 +$	$(R_1 + R_2)\,T_3T_4s^2 +$
153	2-я сверху	(фиг. XVII. 8)	(фиг. XVII. 7)
158	16-я "	(XVII. 31)	(XVII. 30)
158	10-я снизу	передаточная функция (XVII. 2) фильтра	передаточная функция фильтра *2*
172	Продолжение табл. XVIII. 1, 3-я графа, 2 и 3-я снизу	$Y_1(s) = C_1s + \dfrac{1}{R}$ $Y_1(s) = \dfrac{1}{R_1+\dfrac{1}{C_2s}}$	$Y_1(s) = C_1s + \dfrac{1}{R_1}$ $Y_1(s) = \dfrac{1}{R_1+\dfrac{1}{C_1s}}$
314	3-я сверху	$R_1R_cR_i$	R_1, R_{g_3}, R_i
314	4-я "	$R_1 > R_c \parallel R_i$	$R_1 > R_{g_3} + R_i$
333	4-я снизу	$t_1 < t_4 < t_2$	$t_1 < t_u < t_2$
343	13-я сверху	(фиг. XXII. 78, *а*)	(фиг. XXII. 77, *а*)
399	6 и 5-я снизу	на схему совпадения *4*	на схему совпадения *8*
408	7-я сверху	(фиг. XXIII. 6)	(фиг. XXIII. 21)
423	24-я снизу	с последовательным напряжением	с последовательным приближением

„Основы автоматического регулирования“, том. II, часть 2. Зак. 222.

